



UNIVERSITE SULTAN MOULAY SLIMANE

Faculté des Sciences et Techniques

Béni-Mellal



Centre d'Études Doctorales : Sciences et Techniques
Formation Doctorale : Mathématiques et Physique Appliquées

THÈSE

Présentée par

NEJMI Aii

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR

Spécialité : Énergie Électrique, Énergies Renouvelables

**Commande Non-linéaire Robuste d'une Turbine Éolienne
couplée à une Génératrice Asynchrone à Double
Alimentation : Contrôle à Mode Glissant d'Ordre Supérieur –
Commande Backstepping**

Soutenue le 13/07/2017 à 9h30 devant la commission d'examen composée de :

Président	:	Pr. Benachir EL HADADI	PES	FP - Béni Mellal
Rapporteurs	:	Pr. Ahmed ABOU	PH	EMI - Rabat
		Pr. Mustapha AIT LAFKIH	PES	FST - Béni Mellal
Directeur de thèse	:	Pr. Jamaa BEN GOURRAM	PES	FST - Béni Mellal

Résumé

Aujourd'hui, du fait de l'importance en terme de puissance installée des parcs éoliens, ces derniers sont assujettis à de nouvelles exigences techniques, comme pouvoir assurer la continuité de fourniture d'énergie électrique ou tout au moins être apte à optimiser la conversion de l'énergie extraite du vent.

Grâce à de nombreux travaux de recherche menés sur le contrôle et la commande des éoliennes, les dernières générations d'aérogénérateurs fonctionnent avec une vitesse variable et disposent d'une régulation *pitch*. Il est ainsi possible de modifier la vitesse de rotation et l'angle de calage de chacune des pales, permettant alors d'optimiser la production de l'aérogénérateur. Néanmoins, il reste encore à introduire plus d'intelligence dans le fonctionnement des aérogénérateurs.

Notre contribution à travers le travail développé dans cette thèse concerne le développement de lois de commande non-linéaire robuste à base du Contrôle à Mode Glissant d'Ordre Supérieur, pour l'amélioration des performances dynamiques d'une turbine éolienne couplée à une génératrice asynchrone à double alimentation. Nous avons aussi développé des lois de commande basées sur le Backstepping à Mode Glissant pour l'optimisation de l'extraction de la puissance éolienne.

Les différents résultats de simulation confirment, clairement, la pertinence et l'efficacité des stratégies de contrôle adoptées.

Mots-Clés— Eolienne, Génératrice/Machine Asynchrone à Double Alimentation (GADA), Commande non linéaire, commande robuste, modes glissants, Backstepping, optimisation de la génération de puissance (MPPT).

Abstract

Wind energy conversion is the fastest-growing energy source among the new power generation sources in the world and this tendency should remain for some time.

Today, due to the large installed capacity of the wind farms, the latter are subject to new technical requirements, such as being able to ensure the continuity of electricity supply or at least being able to optimize the conversion of the wind extracted energy.

Mastering wind energy for electric power generation is a realm of research interest and the focus is given to the cost-effective utilization of this energy aiming at quality and reliability in the electricity supply. Nowadays, variable speed wind turbines are continuously increasing their market share, since it is possible to track the changes in wind speed by adapting shaft speed and thus maintaining optimal power generation. The more these wind turbines are investigated, the more it becomes obvious that their behavior is significantly affected by the control strategy used. Typically, variable-speed wind turbines use aerodynamic controls in combination with power electronics to regulate torque, speed, and power. These new challenges bring a motivation to consider alternative control approaches.

Our prime contribution through the work developed in this PhD thesis is the development of High Order Sliding Mode based robust nonlinear control laws for improving the dynamic performance of a wind turbine coupled to a Doubly Fed Induction Generator. We have also developed Control laws based on Sliding Mode Backstepping Control for optimizing the extraction of wind power.

These techniques have been tested by simulation. The obtained results were consistent and very promising.

Index terms—Wind turbine, doubly-fed induction generator (DFIG), Backstepping, Maximum Power Point Tracking (MPPT), nonlinear control, robust control, sliding modes.

Liste des publications en relation avec la thèse

1. Ali Nejmi, and al, “**Stability enhancement of a wind plant based on a DFIG and a PMSM: A Lyapunov approach**” (*submitted at Renewable Energy/Elsevier-2017*)
2. Ali Nejmi, and al, “**Backstepping and MIMO Approachs to Control a Wind Turbine based on DFIG**”, *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, Volume 6, Issue 3, March 2016.*
3. Ali Nejmi, and al, “**Backstepping and Sliding mode control of a DGIG wind turbine**”, *International Renewable and Sustainable Energy Conference, IRSEC’16, 14-16 October 2016, Marrakech.*
4. Ali Nejmi, and al, “**Feedback Linearization Control of Wind Turbine Based on PMSG**” *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, Volume 5, Issue 3, March 2015.*
5. Ali Nejmi, and al, “**Optimisation évolutionnaire des Systèmes Multi-sources à Energies Renouvelables**” *Système Industriel et Logistique, 20-21 Octobre 2010, Marrakech*
6. Ali Nejmi, and al, “**A Nonlinear Backstepping Controller for Power Systems Terminal Voltage and Rotor speed Controls**” *International Review of Automatic Control , Vol.1 N.3, September 2008.*
7. Ali Nejmi, and al, “**Nonlinear Torque Control for PMSM:A Lyapunov Technique Approach**” *World Academy of Science, Engineering and Technology, vol.6 2007,*
8. Ali Nejmi, and al, “**A New Nonlinear Excitation Controller for Transient Stability Enhancement in Power Systems**” *World Academy of Science, Engineering and Technology, VOLUME 8, 2007.*
9. Ali Nejmi, and al, “**Electrification of isolated areas by interconnecting different renewable sources of energy : a sustainable approach.**” *ICCEP 2007, Clean Electrical Power International Conference (Capri, Italy, May 21-23, 2007)*
10. Ali Nejmi, and al, “**Simulation-based decision support tool for electrification of isolated areas using a network with multiple renewable sources.**” *ICCEP 2007, Clean Electrical Power International Conference (Capri, Italy, May 21-23, 2007).*
11. Ali Nejmi, and al, “**Design of New Nonlinear Field Voltage control for Synchronous Power Generator**” *WSEAS TRANSACTIONS on POWER SYSTEMS Issue 1, Volume 1, January 2006.*
12. Ali Nejmi, and al, “**A New Nonlinear Excitation Controller for Synchronous Power Generator**”. *Proceedings of the WSEAS/IASME international conference on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machines, 2005 (Tenerife, Spain, December 16-18, 2005)*

Table des matières

Résumé.....	i
Abstract	ii
Liste des publications en relation avec la thèse	iii
Table des matières.....	iv
Liste des symboles	ix
Liste des Figures	xii
Liste des Tableaux	xv
Introduction générale	1
Bibliographie.0.....	7
Chapitre 1.....	9
Modélisation de la turbine éolienne	9
1.1 Introduction.....	9
1.2 Description et principe de fonctionnement d'une éolienne	10
1.2.1 Chaîne de conversion d'énergie.....	10
1.2.2 Action du vent sur les pales de la turbine	11
1.2.3 La portance.....	13
1.2.4 La traînée	14
1.2.5 Puissance du vent.....	15
1.2.5.1 Modélisation de la vitesse du vent	15
1.2.5.2 Puissance théorique du vent.....	17
1.2.5.3 La loi de Betz	18
1.2.5.4 Puissance captée par la turbine éolienne.....	18
1.2.5.5 Modélisation du coefficient de puissance C_p	19
1.3 Contrôle des éoliennes	22
1.3.1 Zones de fonctionnement d'une turbine éolienne	23
1.3.2 Le freinage mécanique.....	24

1.3.3	Systèmes de régulation au niveau de la turbine	25
1.3.3.1	Régulation par décrochage aérodynamique passif (Passive Stall).....	25
1.3.3.2	Régulation active par décrochage aérodynamique actif (active stall)	26
1.3.3.3	Contrôle à calage variable de pale (Pitch Control)	26
1.3.4	Contrôle au niveau de la génératrice.....	27
1.3.4.1	Vitesse fixe.....	27
1.3.4.2	Vitesse variable	29
1.3.4.3	Vitesse fixe / vitesse variable.....	33
a)	Contrôle en charge partielle	34
b)	Contrôle en pleine charge	35
1.4	Modélisation aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne	35
1.5	Contraintes à respecter	37
1.5.1	La qualité de l'énergie	38
1.5.2	Les charges mécaniques.....	38
1.5.3	Le rendement énergétique.....	38
1.5.4	La robustesse.....	39
1.6	Impacts de l'intégration de GED dans les réseaux électriques	39
1.6.1	Impacts sur la tension.....	40
1.6.2	Impacts sur la fréquence	40
1.7	Conclusion	42
	Bibliographie.1.....	43
	Chapitre 2	46
	Mise en équation de la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA).....	46
2.1	Introduction.....	46
2.2	Généralités sur la GADA	49
2.2.1	Domaines d'application de la GADA	49
2.2.2	Avantages de la GADA	50
2.2.3	Inconvénients de la GADA.....	51
2.2.4	Répartition des puissances	51
2.3	Modélisation et mise en équation de la GADA	52
2.3.1	Hypothèses simplificatrices et conventions	52

2.3.2	Mise en équations de la machine asynchrone triphasée.....	53
2.3.2.1	Équations électriques	54
2.3.2.2	Équations magnétiques	54
2.3.2.3	Transformation de PARK	55
2.3.2.4	Équations de la machine biphasée équivalente	56
2.3.2.5	Équations mécaniques :.....	57
2.3.2.6	Définition des différents référentiels	57
2.3.2.7	Orientation du flux selon le champ statorique	59
2.3.2.8	Angles nécessaires aux transformations	62
2.4	Modélisation de l'association convertisseur - machine asynchrone	63
2.4.1	Systèmes de compensation	63
2.4.2	Les systèmes d'interfaçage	64
2.4.3	Modélisation d'un onduleur MLI dans le repère naturel	65
2.4.3.1	Modèle topologique de l'onduleur de tension côté génératrice	66
2.4.3.2	Modélisation de l'onduleur de tension côté réseau	72
2.4.4	Structures de commande des convertisseurs	74
2.5	Simulation et Validation du modèle complet de la GADA	74
2.6	Conclusion	77
	Bibliographie.2.....	79
	Chapitre 3	85
	Théorie de Lyapunov et stabilité des systèmes dynamiques.....	85
3.1	Introduction.....	85
3.2	Stabilité au sens de Lyapunov.....	86
3.2.1	Propriétés de stabilité d'un point d'équilibre.....	87
3.2.2	Seconde méthode de Lyapunov	90
3.2.3	Fonction de Lyapunov	92
3.2.3.1	Méthode de Krasovskii	93
3.2.3.2	La méthode du gradient variable.....	93
3.3	L'approche de Lyapunov dans la commande des systèmes non linéaires	95
3.3.1	Conception de contrôle basée sur la méthode directe de Lyapunov	95
3.3.2	Fonction de commande de Lyapunov	96

3.3.3	Commande adaptative basée sur Lyapunov	97
3.3.3.1	Principe	97
3.3.3.2	Dans le cas où „ est inconnu :	98
3.4	Conclusion	99
	Bibliographie.3	100
	Chapitre 4	102
	Théorie du Contrôle robuste à Mode Glissant	102
4.1	Introduction	102
4.2	Théorie du contrôle à mode glissant	105
4.2.1	La dynamique des systèmes à structure variable	105
4.2.2	Conception de la commande par mode glissant du premier ordre	106
4.2.3	Contrôleurs à mode glissant de deuxième ordre	119
	Conclusion	122
	Bibliographie.4	123
	Chapitre 5	126
	Optimisation de la puissance aérodynamique d'une turbine éolienne par Commande Backstepping à Mode Glissant	126
5.1	Introduction	126
5.2	Commande Non Linéaire par l'Approche du Backstepping	128
5.2.1	Notion de Backstepping	128
5.2.2	Principe du design par la technique du Backstepping	129
5.2.3	Backstepping adaptatif	131
5.3	Optimisation de la puissance aérodynamique d'une turbine éolienne par Commande Backstepping à Mode Glissant	134
5.3.1	Présentation du problème	134
5.3.2	Estimation de la vitesse du vent	138
5.3.3	Commande Backstepping par mode de glissement	139
5.3.4	Simulation et analyse des résultats	141
5.4	Conclusion	145
	Bibliographie.5	146
	Chapitre 6	149
	Contrôle par Mode Glissant d'Ordre Supérieur d'une turbine éolienne connectée à une GADA	149

6.1	Introduction.....	149
6.2	Conception de la commande à mode glissant Super-Twisting de second ordre.....	151
6.2.1	Commande Super-Twisting (CST)	151
6.2.2	Commande Super-Twisting (STC) et mode glissant intégrale.	154
6.3	Contrôle par Mode Glissant Super-Twisting d'une turbine éolienne connectée à une GADA 154	
6.3.1	Modèle de la turbine éolienne.....	154
6.3.2	Modèle de la génératrice	155
6.3.3	Présentation du problème.....	155
6.3.4	Références de la commande.....	157
6.3.5	Calcul des angles de la transformation de Park	161
6.3.5.1	Calcul de β_s	161
6.3.5.2	Calcul de β_r	161
6.4	Validation de la commande adoptée	163
6.5	Conclusion	169
	Bibliographie.6.....	171
	Chapitre 7	173
	Observateurs à Mode Glissant Super-Twisting appliqués à la commande d'une turbine éolienne	173
7.1	Introduction.....	173
7.2	Observateurs à Mode Glissant standard.....	175
7.3	Observateurs à mode glissant basé sur l'Algorithme Super-Twisting.....	176
7.4	Observateurs à Mode Glissant Super-Twisting appliquée à la commande d'une turbine éolienne.....	181
7.4.1	Commande Super-Twisting avec Observateur à gain élevé	181
7.4.1.1	Observateur à Gain Élevé du Couple Aérodynamique	181
7.4.1.2	Contrôleur Super-Twisting avec Observateur à Gain Élevé.....	183
7.4.2	Observateur de vitesse par mode glissant d'ordre supérieur	185
7.5	Validation de la stratégie de commande adoptée.....	187
7.6	Conclusion	190
	Bibliographie.7	191
	Conclusion et Perspectives.....	194

Liste des symboles

TE :	<i>Turbine éolienne.</i>
$GADA$:	<i>Génératrice asynchrone à double alimentation.</i>
$MADA$:	<i>Moteur asynchrone à double alimentation.</i>
$IGBT$:	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor.</i>
MLI :	<i>Modulation de largeur d'impulsion.</i>
MAS :	<i>Machine asynchrone.</i>
MS :	<i>Machine synchrone.</i>
GED :	<i>Générateur d'Energie Dispersé</i>
PLL :	<i>Phase Locked Loop</i>
CMG :	<i>Contrôle à mode glissant.</i>
ST :	<i>Super-Twisting.</i>
g :	<i>Glissement du rotor.</i>
p :	<i>Nombre de paires de pôles.</i>
T_{em} :	<i>Couple électromagnétique de la machine (N.m).</i>
T_g :	<i>Couple aérodynamique ramené à l'arbre rapide(N.m).</i>
T_a :	<i>Couple aérodynamique (N.m).</i>
T :	<i>Indice représentant l'arbre lent (turbine),</i>
g :	<i>Indice représentant l'arbre rapide (générateur).</i>
${}_n T ({}_n g)$:	<i>Angle de l'arbre lent (arbre rapide).</i>
$B_T (B_g)$:	<i>Coefficient de rigidité de l'arbre lent (arbre rapide).</i>
$K_T (K_g)$:	<i>Coefficient d'amortissement de l'arbre lent (arbre rapide).</i>
J_g :	<i>Inertie de la génératrice (Kg.m²).</i>
J_T :	<i>Inertie de la turbine (Kg.m²).</i>
J :	<i>Inertie totale (Kg.m²).</i>
τ :	<i>Vitesse de la turbine (rad/s).</i>
g :	<i>Vitesse mécanique (rad/s).</i>
τ_{ref} :	<i>Vitesse de référence de l'arbre lent (rad/s).</i>
P_{or} :	<i>Portance (N).</i>

T_{re} :	<i>Trainée (N).</i>
P_{amax} :	<i>Puissance aérodynamique maximale extraite (W)</i>
:	<i>Angle de calage (°)</i>
:	<i>angle d'incidence (°).</i>
C_p :	<i>Coefficient de puissance</i>
C_T :	<i>Coefficient de couple</i>
C_x :	<i>Coefficient de portance</i>
C_z :	<i>Coefficient de trainée</i>
:	<i>Ratio de vitesse.</i>
:	<i>Masse volumique du vent (Kg/m³)</i>
g :	<i>Multiplieur mécanique</i>
A_v :	<i>Surface balayée par la turbine (m²)</i>
R_T :	<i>Rayon de la turbine (m)</i>
v :	<i>Vitesse de vent (m/s)</i>
s :	<i>Indice des axes correspondant au stator</i>
r :	<i>Indice des axes correspondant au rotor</i>
$rés$:	<i>Indice des grandeurs électriques du réseau.</i>
P_s :	<i>Puissance active statorique (W)</i>
Q_s :	<i>Puissance réactive statorique (VAR)</i>
P_r :	<i>Puissance active rotorique (W)</i>
Q_r :	<i>Puissance réactive rotorique (VAR)</i>
$P_{rés}$:	<i>Puissance active échangée entre le rotor et le réseau (W)</i>
$Q_{rés}$:	<i>Puissance réactive échangée entre le rotor et le réseau (VAR)</i>
P_{js} :	<i>Pertes joules statoriques (W).</i>
P_f :	<i>Pertes fer (W).</i>
P_{tr} :	<i>Puissance transmise du rotor au stator(W).</i>
P_{jr} :	<i>Pertes joules rotoriques(W).</i>
P_v :	<i>Pertes mécaniques(W).</i>
P_m :	<i>Puissance mécanique(W).</i>
i_C :	<i>Courant traversant le condensateur (A)</i>
i_{sd} :	<i>Courant statorique de l'axe d (A)</i>
i_{sq} :	<i>Courant statorique de l'axe q (A).</i>
i_{rd} :	<i>Courants rotorique de l'axe d (A).</i>

i_{rq} :	Courant rotorique de l'axe q (A).
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} :	Courants statoriques (A).
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} :	Courants rotoriques (A).
v_{sd} :	Tension statorique sur l'axe d (V).
v_{sq} :	Tension statorique sur l'axe q (V).
v_{rd} :	Tension rotorique sur l'axe d (V).
v_{rq} :	Tension rotorique sur l'axe q (V).
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} :	Tensions d'alimentations des phases statoriques (V).
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} :	Tensions d'alimentations des phases rotoriques (V).
U_c :	Tension continue de l'onduleur (V).
C :	Capacité du bus continu (Farads).
ψ_{sd} :	Flux statorique sur l'axe d (Wb).
ψ_{sq} :	Flux statorique sur l'axe q (Wb).
ψ_{rd} :	Flux rotorique sur l'axe d (Wb).
ψ_{rq} :	Flux rotorique sur l'axe q (Wb).
$(W_{sa}, W_{sb}, W_{sc})^t$:	Vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques (Wb).
$(W_{ra}, W_{rb}, W_{rc})^t$:	Vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements rotoriques (Wb).
θ_s :	Position angulaire du référentiel du Park/ stator (rad).
θ_r :	Position angulaire du rotor/ stator (rad).
e :	Angle électrique (rad).
$(1-M^2/L_s L_r)$:	Coefficient de dispersion de Blondel.
R_f :	Résistance du filtre RL ().
L_f :	Inductance du filtre RL (H).
R_s :	Résistance d'une phase statorique ().
R_r :	Résistance d'une phase rotorique ().
L_s :	Inductance cyclique statorique (H).
L_r :	Inductance cyclique rotorique (H).
M :	Inductance mutuelle cyclique (H).
$M_s (M_r)$:	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques) (H).
M_{sr} :	Inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor (H).
$l_s, (l_r)$:	Inductance propre d'une phase statorique (rotorique) (H),
e_r :	F.e.m du rotor (V).

Liste des Figures

Figure.1. 1 : Principe de la conversion d'énergie	11
Figure.1. 2 : Profil aérodynamique d'une pale.....	11
Figure.1. 3 : Éléments caractéristiques d'une pale	12
Figure.1. 4 : Directions du vent sur un tronçon de pale.....	12
Figure.1. 5 : Forces appliquées sur un élément de pale	14
Figure.1. 6 : Évolution des coefficients de portance et de traînée.....	15
Figure.1. 7 : Profil du vent duré de 300s	16
Figure.1. 8 : Définition de 3 niveaux du vent a) avant et b) après le filtre spatial	17
Figure.1. 9 : Forme d'un moyeu avec 3 pales	17
Figure.1. 10 : Coefficient de puissance C_p pour différentes valeurs de l'angle de calage en fonction du rapport de vitesse	19
Figure.1. 11 : Puissance captée par la turbine pour différente vitesse de vent en fonction de la vitesse de rotation τ et pour un angle de calage nul.....	20
Figure.1. 12 : Allure du coefficient de puissance.....	21
Figure.1. 13 : Les 2 niveaux comportant un système éolienne + GADA.....	22
Figure.1. 14 : Structure générale de contrôle d'une éolienne.....	23
Figure.1. 15 : Zones de fonctionnement des éoliennes.....	24
Figure.1. 16 : Décrochage aérodynamique passif	25
Figure.1. 17 : Décrochage par contrôle de l'angle de calage	27
Figure.1. 18 : Structure d'une éolienne à vitesse fixe.....	28
Figure.1. 19 : Structure d'une éolienne à base de MS à aimant permanent	30
Figure.1. 20 : Structure d'une éolienne couplée à une génératrice asynchrone à double alimentation ..	32
Figure.1. 21 : Optimisation de la puissance extraite pour les éoliennes à vitesse variable.....	34
Figure.1. 22 : Puissance aérodynamique de la turbine en fonction de la vitesse de rotation et de la vitesse du vent.....	35
Figure.1. 23 : Structure mécanique à deux axes de la turbine éolienne.....	37
Figure2. 1 : Schéma d'alimentation typique de la GADA.....	47
Figure2. 2 : Différent blocs de commande de la GADA	48

Figure2. 3 : Répartition des puissances pour une GADA en mode hyper synchrone.....	52
Figure2. 4 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée	56
Figure2. 5 : Différents angles utilisés dans la transformation de Park	63
Figure2. 6 : Interface à base d'électronique de puissance pour la génération éolienne (cas de la machine asynchrone à double alimentation).....	66
Figure2. 7 : Approches de modélisation des dispositifs d'électronique de puissance	67
Figure2. 8 : Structure du convertisseur côté rotor	68
Figure2. 9 : Schéma fonctionnel du convertisseur MLI côté rotor	70
Figure2. 10 : Principe de la moyenne glissante.....	71
Figure2. 11 : Structure du convertisseur côté réseau.....	73
Figure2. 12 : Schéma bloc de la partie Commande du Convertisseur Côté-Rotor.....	75
Figure2. 13 : Schéma bloc de la partie Commande du Convertisseur Côté-Réseau	75
Figure2. 14 : La tension U_{dc}	76
Figure2. 15 : Les courants $d-q$ du convertisseur côté-réseau	77
Figure2. 16 : Les puissances $P_r, P_{rés}, Q_{rés}$	77
Figure 3. 1 : Concept de stabilité au sens de Lyapunov.....	88
Figure 3. 2 : Trajectoire d'un système dans des contours à énergies constantes.....	91
Figure 3. 3 : Forme typique d'une fonction définie positive $V(x_1, x_2)$; ($X=0$, point d'équilibre)	92
Figure 4. 1 : Exemple de convergence asymptotique de x_1 et x_2	106
Figure 4. 2 : Evolution typique de la variable de glissement à partir de différentes conditions initiales	107
Figure 4. 3 : a) Glissement idéal b) Glissement réel	108
Figure 4. 4 : Évolution typique du signal de contrôle v (la ligne pointillée représente v_{ref}).....	110
Figure 4. 5 : contrôle adouci à mode glissant.....	113
Figure 4. 6 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	116
Figure 4. 7 : Commande équivalente u_{eq}	118
Figure 4. 8 : Surface de glissement d'un mode glissant de second ordre	120
Figure 5. 1 : Coefficient de puissance de la turbine éolienne en fonction de λ et v	136
Figure 5. 2 : Puissance de la turbine éolienne en fonction de λ et v	136
Figure 5. 3 : Vitesse de rotation optimale en fonction de la vitesse du vent.....	137
Figure 5. 4 : Schéma synoptique du modèle dynamique de la turbine éolienne	137
Figure 5. 5 : Puissance captée par la turbine pour différente vitesse de vent en fonction de la vitesse de rotation ω_T et pour un angle de calage nul.....	138

Figure 5. 6 : Profil de la vitesse du vent	142
Figure 5. 7 : Vitesse de rotation de la turbine et vitesse de référence pour un couple de perturbation de 10kN.m.....	142
Figure 5. 8 : Profil du couple de la génératrice.....	143
Figure 5. 9 : Surface de glissement et sa dérivée dans le plan de phase.....	144
Figure 5. 10: performances d'un contrôle à mode glissant classique (CMG).....	145
Figure 6. 1 : Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux statorique de la GADA alimentée en tension.....	156
Figure 6. 2: Coefficient de puissance de la turbine en fonction de β et ω_r	157
Figure 6. 3 : Schéma-bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent	158
Figure 6. 4: La structure du contrôle à mode glissant d'ordre supérieur	160
Figure 6. 5 : PLL pour obtenir ω_s	161
Figure 6. 6 : Les positions angulaires utilisées dans les transformations de Park.....	162
Figure 6. 7 : Profils de la vitesse du vent.....	164
Figure 6. 8 : Couple des perturbations.....	165
Figure 6. 9 : Surface de glissement	165
Figure 6. 10 : La surface de glissement et sa dérivée dans le plan de phase.....	166
Figure 6. 11 : Vitesse de rotation de la génératrice et vitesse de référence	166
Figure 6. 12 : Couple du générateur et celui de la turbine.....	167
Figure 6. 13 : Puissance maximale disponible et la puissance fournie par le générateur.....	167
Figure 6. 14 : Les courants d-q statoriques	168
Figure 6. 15 : Les courants d-q rotoriques	168
Figure 6. 16 : Les tensions d-q statoriques.....	168
Figure 6. 17 : Les tensions d-q rotoriques.....	169
Figure 7. 1 : Contrôle à mode glissant de second ordre basé sur un Observateur Super-Twisting	180
Figure 7. 2 : Le principe de l'observateur à gain élevé et la commande Super-Twisting.....	184
Figure 7. 3 : Structure d'un observateur à mode glissant sans capteur de vitesse.....	187
Figure 7. 4 : Vitesse de rotation	188
Figure 7. 5 : Courant rotorique direct.....	188
Figure 7. 6 : Courant rotorique en quadrature.....	188
Figure 7. 7 : Couple Électromagnétique	189
Figure 7. 8 : Couple aérodynamique ramenée sur l'arbre rapide	189

Liste des Tableaux

Tableau.1 1 : Avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse fixe	29
Tableau.1 2 : Avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable à base d'une MS.....	31
Tableau.1 3 : Avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable à base d'une GADA	32
Tableau.1 4 : Rendement des différentes structures d'éoliennes	33
Tableau.1 5 : Comparatif Vitesse fixe et vitesse variable.	33
Tableau2. 1 : Systèmes de compensation shunt et série.....	64
Tableau2. 2 : Paramètres de la GADA utilisée dans la simulation	76
Tableau.5. 1 : Les caractéristiques de la turbine éolienne	141
Tableau.5. 2 : performances de la CBMG adoptée	143
Tableau.5. 3 : performances de la CMG [5.10] :	144
Tableau.6. 1 : Paramètres de turbine éolienne	163
Tableau.6. 2 : Paramètres de la GADA.	163

Introduction générale

Le développement durable et les énergies renouvelables suscitent aujourd'hui l'intérêt de plusieurs équipes de recherches. Plus particulièrement, l'énergie éolienne est devenue, depuis quelques années, l'une des sources d'énergie renouvelable les plus prometteuses. Avec un taux de pénétration en constante augmentation dans les réseaux électriques, la turbine éolienne couplée à un générateur asynchrone à double alimentation (GADA) fait l'objet d'études de recherche soutenues.

Ainsi, le développement des éoliennes représente un grand investissement dans le domaine de la recherche technologique. Ces systèmes qui produisent de l'énergie électrique à partir du vent peuvent constituer une alternative technologique et économique aux différentes sources d'énergies épuisables.

L'utilisation des aérogénérateurs présente des avantages importants. En effet, ils sont pour l'instant l'un des moyens les plus écologiques pour produire de l'électricité. C'est, également, une source inépuisable. Cependant le coût de l'énergie éolienne est encore trop élevé pour concurrencer les sources traditionnelles.

Grâce à de nombreux travaux de recherche menés sur le contrôle et la commande des éoliennes, les dernières générations d'aérogénérateurs fonctionnent avec une vitesse variable et disposent d'une régulation *pitch*. Il est ainsi possible de modifier la vitesse de rotation et l'angle de calage de chacune des pales, permettant, alors, d'optimiser la production de l'aérogénérateur.

En plus d'augmenter la capture d'énergie, les turbines à vitesse variable peuvent être contrôlées pour réduire le stress mécanique sur le train d'entraînement et la structure de la tour, ce qui entraîne une durée de vie potentiellement plus longue [0.1].

Néanmoins, il reste encore à introduire plus d'intelligence dans le fonctionnement des aérogénérateurs. Pour cela, on sera amené à utiliser de plus en plus les techniques de l'automatique avancée (modes glissant, backstepping, observateurs, entre autres).

En outre, au cours des dernières années, il y avait une demande croissante de la part des industriels pour des modèles d'analyse plus détaillés. Ces derniers sont fort indispensables pour le calcul de modèles de conception plus précis et le développement de systèmes de commande plus avancés. [0.5], [0.6], [0.7].

Compte tenu du caractère aléatoire de la vitesse du vent, un système de génération électrique adaptable est nécessaire pour maintenir constantes la tension, la fréquence, et assurer une puissance stable. Sur ce registre, la turbine éolienne à base de la GADA est, sans doute, l'une des technologies les plus adoptées, eu égard à son efficacité, sa fiabilité et sa rentabilité.

Ainsi, l'élaboration d'un modèle dynamique et la simulation de cette technique (éolienne + GADA) est d'une utilité pratique très importante. On cite, par exemple, la gestion du système physique en formulant un modèle mathématique pour décrire l'observation, prévoir le comportement du système et tester finalement la validité du même modèle mathématique [0.8], [0.9], [0.10], [0.11].

Les chercheurs [0.2], [0.3], [0.4] ont accordé un intérêt particulier aux différentes configurations possibles de convertisseurs de puissance et de générateurs électriques pour les systèmes éoliens à vitesse variable.

Dans la présente thèse, les performances de la centrale éolienne sont examinées en utilisant un modèle détaillé qui inclut une turbine éolienne (TE), un générateur asynchrone à double alimentation (GADA) et des convertisseurs de puissance adéquats. Au stade initial, une revue et une définition exhaustives de chaque partie du système sont présentées. Puis la modélisation dynamique et la simulation de cas d'étude sont effectuées.

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à la GADA. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor. Il, par conséquent, possible de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor. Elle offre aussi un élargissement de la plage de vitesse (hyposynchrone, synchrone, hypersynchrone).

Ces considérations ont suscité l'enthousiasme des chercheurs pour la création de modèles appropriés pour la GADA, à intégrer ensuite dans les études des systèmes de puissance.

Par ailleurs, la GADA, en tant que machine à induction, est un système multivariable, non linéaire, fortement couplé, à dynamique rapide et à paramètres variant dans le temps. Vu les avantages qu'elle a sur les autres types de machines électriques, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, entretien moins fréquent et faible coût, la machine asynchrone est de loin la plus utilisée dans les applications requérant la variation de vitesse. Cependant, sa nature non linéaire rend sa commande compliquée. Le but de cette thèse est l'élaboration et la mise en œuvre de lois de commande non linéaires de haute performance, avec comme objectifs : améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations.

Pour répondre aux besoins opérationnels, une station éolienne doit être connectée au réseau à l'aide d'un ensemble de dispositifs d'électroniques de puissance. Cette interface est impérative car elle influence aussi bien le fonctionnement du système que le réseau électrique. Ce travail a pour objectif de donner un modèle de simulation dynamique des convertisseurs statiques utilisés dans une éolienne, et d'y appliquer des techniques de contrôle avancées pour réguler les puissances actives et réactives échangées avec le réseau.

Une des caractéristiques communes les plus propres aux dispositifs d'électronique de puissance est le mode de commutation. Ainsi, de par leur fonction, les dispositifs électroniques de puissance appartiennent typiquement au groupe de systèmes à structure variable (SSV). Ces derniers présentent des caractéristiques intéressantes dans la théorie des contrôles non-linéaires.

Le mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Il est considéré comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. La caractéristique principale de la commande par mode glissant est que la loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une hypersurface dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique

du système pour correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état du système est maintenu sur cette hypersurface, le système est dit en régime glissant.

Notre contribution à travers le travail développé dans cette thèse concerne le développement de lois de commande non-linéaire robuste à base du Contrôle à Mode Glissant d'Ordre Supérieur, pour l'amélioration des performances dynamiques d'une turbine éolienne couplée à une GADA. Nous avons aussi développé des lois de commande basées sur le Backstepping à Mode Glissant pour l'optimisation de la capture de la puissance éolienne.

Les différents résultats de simulation confirment, clairement, la pertinence et l'efficacité des stratégies de contrôle adoptées.

Le mémoire est présenté selon la structure suivante :

Le premier chapitre de cette thèse permet de définir et justifier les motivations de nos travaux de thèse, en présentant plus en détail le contexte de l'énergie éolienne, l'architecture et le fonctionnement du système électrique dans lequel les parcs éoliens sont intégrés. Ceci permettra de mieux comprendre l'influence de leur insertion sur le fonctionnement du système.

Le chapitre expose les principes de base de l'interaction entre les pales de la turbine éolienne et le vent, pour en déduire les expressions de la puissance convertie par la turbine. Les différentes techniques de limitation ou de contrôle de cette puissance sont ensuite exposées. Nous introduisons, ensuite, les différentes structures d'aérogénérateurs présentées sur le marché et donnons pour chacune des éléments de comparaisons en listant les principaux avantages et inconvénients.

Au deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), sa structure, son principe de fonctionnement, ses domaines d'application et ses différentes stratégies de commande. Nous introduisons, aussi, le modèle vectoriel de la machine associée à des convertisseurs dans le repère de Park orienté selon le flux statorique. Le modèle complet de la machine a été testé, simulé et validé à travers un exemple de commande du convertisseur côté-réseau.

Nous rappelons, au troisième chapitre, quelques concepts sur la stabilité des systèmes dynamiques. Nous donnons quelques notions de stabilité au sens de Lyapunov, les conditions

de stabilité des différents états d'équilibres, et son utilisation dans l'analyse et la conception des systèmes dynamiques non-linéaires.

Nous présentons dans le quatrième chapitre la théorie du contrôle à structure variable basé sur le mode de glissement. Nous définissons les étapes à suivre pour concevoir une commande robuste à mode glissant, dans la perspective de l'utiliser par la suite dans la commande de la turbine éolienne couplée à une GADA.

Dans le cinquième chapitre, nous introduisons les techniques de bases de la commande Backstepping. Qui est l'une des méthodes qui permettent de construire la fonction de Lyapunov à travers une méthode récursive pour une classe des systèmes non linéaire. Nous donnons par la suite des idées de base sur la conception des lois de commande par le Backstepping, et examinons l'efficacité de cette méthode de contrôle dans l'optimisation de l'extraction de la puissance éolienne.

Le sixième chapitre traite du contrôle à mode glissant d'ordre supérieur appliqué à un système de conversion d'énergie éolienne équipé d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Ce type de stratégie de contrôle présente des performances plus avancées telles que le comportement sans *chattering* (pas de contrainte mécanique supplémentaire), excellent temps de convergence, robustesse par rapport aux perturbations externes (défauts dans le réseau) et aux dynamiques non modélisées (générateur et turbine).

En particulier, des algorithmes de commande à régime glissant de second ordre seront appliqués à la GADA pour garantir d'excellentes performances dynamiques.

Une loi de commande non linéaire robuste aux incertitudes du modèle, a été, également, synthétisée pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives générées.

La recherche dans ce domaine est très récente et sporadique, et les papiers traitant du sujet sont globalement introductifs du contrôle à mode glissant.

Dans le septième chapitre, nous abordons trois aspects de contrôle: (1) Un observateur à gain élevé pour estimer le couple aérodynamique; (2) Un observateur de vitesse à mode de glissement d'ordre supérieur; (3) Des algorithmes de commande à régime glissant de second ordre seront appliqués à la GADA pour garantir d'excellentes performances dynamiques.

Les simulations permettant de répondre aux différents éléments concernant les aspects mentionnés ont été réalisées avec le logiciel Matlab/Simulink.

Enfin, nous clôturons cette thèse par les conclusions de ce travail et les perspectives qui pourront y faire suite.

Bibliographie.0

- [0.1] FD. Bianchi, H De Battista, RJ. Mantz. Wind turbine control systems: principles, modelling and gain scheduling design. Springer-Verlag; 2007.
- [0.2] R. Lorente Iglesias, R. Lacal Arantegui, M. Aguado Alonso. Power electronics evolution in wind turbines – a market-based analysis. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 2011;15:4982–93.
- [0.3] JA. Baroudi, V. Dinavahi, AM. Knight. A review of power converter topologies for wind generators. *Renewable Energy* 2007;32:2369–85.
- [0.4] C. Zhe, JM. Guerrero, F. Blaabjerg. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Transactions on Power Electronics* 2009;24:1859–75.
- [0.5] F. Iov, A. Daniela Hansen, P. Sørensen, F. Blaabjerg. Report, Wind turbine blockset in Matlab/Simulink general overview and description of the models, Aalborg University, March 2004.
- [0.6] M. Rosyadi, A. Umemura, R. Takahashi, J. Tamura, N. Uchiyama. A new simple model of wind turbine driven doubly-fed induction generator for dynamic analysis of grid connected large scale wind farm. In: 3rd Renewable power generation conference (RPG 2014). p. 1–6.
- [0.7] W. Qiao. Dynamic modeling and control of doubly fed induction generators driven by wind turbines. In: *IEEE/PES power systems conference and exposition*; 2009. p. 449–58.
- [0.8] PS. Mayurappriyan, J. Jerome, M. Ramkumarand, K. Rajambal. Dynamic modeling and analysis of wind turbine driven doubly fed induction generator. *Int J Recent Trends Eng* 2009;2(5):367–72.
- [0.9] OE. Elbashir, W. Zezhong, L. Qihui. Modeling and analysis of DFIG in wind energy conversion system. *IJEE* 2014;5 (2):239–50.
- [0.10] AJ. Ferré, OG. Bellmunt, A. Sumper, M. Sala, M. Mata. Modeling and control of the doubly fed induction generator wind turbine. *Simul Model Pract Theory* 2010:1365–81.

[0.11] A. Gupta, SN. Singh, DK. Khatod. Modeling and simulation of doubly fed induction generator coupled with wind turbine-an overview. J Eng, Comp Appl Sci 2013;2(8).

Chapitre 1

Modélisation de la turbine éolienne

1.1 Introduction

L'énergie éolienne représente une solution compétitive dans la panoplie restreinte des énergies renouvelables. Il a connu une croissance rapide dans le monde ces dernières années, en raison de son importante contribution dans les efforts de réduction des émissions polluantes générés par les centrales thermiques conventionnelles. Sans oublier la hausse des prix et les approvisionnements instables en combustibles fossiles. L'énergie éolienne est actuellement la moins chère de toutes les énergies renouvelables existantes.

Cependant, dans le développement de l'énergie éolienne, il reste encore beaucoup de défis à relever. De plus, l'arrivée récente de nouvelles normes imposées à la génération éolienne a bouleversé la donne, puisque, auparavant, les parcs éoliens n'avaient qu'une seule contrainte: produire quand il était possible de produire. Le plan de protection était fait de telle sorte qu'en cas de défaut le parc était déconnecté du réseau puis arrêté. Ceci impliquait pour l'opérateur de réseau de faire face à une absence de production de l'ordre de quelques minutes, le temps de redémarrer puis de reconnecter les éoliennes [1.1].

Aujourd'hui, du fait de l'importance en terme de puissance installée des parcs éoliens, ces derniers sont assujettis à de nouvelles exigences techniques, comme pouvoir assurer la continuité de fourniture d'énergie électrique ou tout au moins être apte à reprendre cette fourniture dès la disparition d'un défaut. Il faut donc savoir que les génératrices éoliennes sont aujourd'hui techniquement capables de répondre à ce cahier des charges [1.26], [1.27].

Plusieurs priorités pour l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux électriques sont à prendre en considération :

- La première priorité traite de la **qualité d'énergie**. La question est la suivante : quelles solutions peut-on avancer pour lisser la puissance renvoyée vers le réseau?
- La deuxième priorité concerne **la tenue aux creux de tension**. Quelles sont les solutions possibles pour que les génératrices éoliennes restent connectées après un creux de tension aussi sévère qu'il soit ?
- La troisième et dernière priorité s'intéresse à **la contribution aux services système**, et plus précisément au réglage de tension et à la participation au maintien de la fréquence.

Ce chapitre présente les principales composantes d'un générateur éolien. Il débute par les principes de base de l'interaction entre les pales de la turbine éolienne et le vent, pour en déduire les expressions simplifiées de la puissance convertie par la turbine. Les différentes techniques de limitation ou de contrôle de cette puissance sont ensuite brièvement exposées. Il introduit ensuite les différentes structures d'aérogénérateurs présentées sur le marché et donne pour chacune des éléments de comparaisons en listant les principaux avantages et inconvénients.

1.2 Description et principe de fonctionnement d'une éolienne

1.2.1 Chaîne de conversion d'énergie

Le fonctionnement général d'une éolienne est illustré par la Figure 1.1. L'ensemble de la chaîne de conversion fait appel à des domaines très divers et pose des problèmes aérodynamiques, mécaniques, électriques et d'automatique.

Les éoliennes permettent de convertir l'énergie du vent en énergie électrique. Cette conversion se fait en deux étapes :

- Au niveau de la turbine (rotor), qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique.
- Au niveau de la génératrice, qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique, transmise ensuite au réseau électrique.

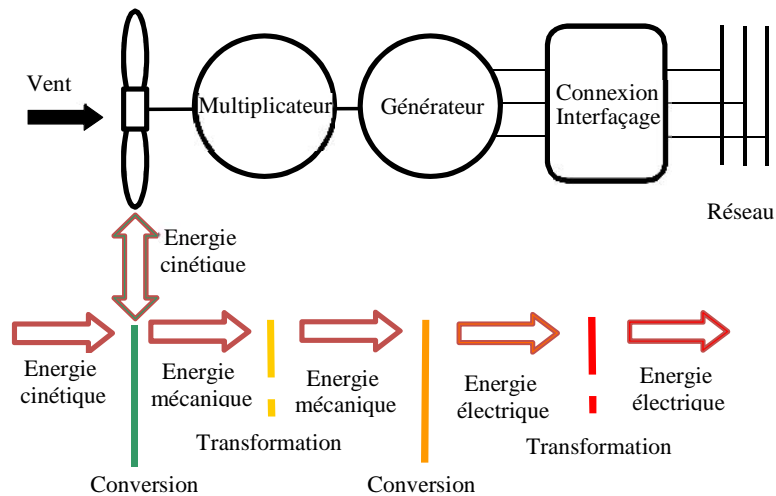


Figure.1. 1 : Principe de la conversion d'énergie

1.2.2 Action du vent sur les pales de la turbine

La majorité des éoliennes ont une turbine généralement constituée de trois pales (parfois deux pour les éoliennes de petite taille).

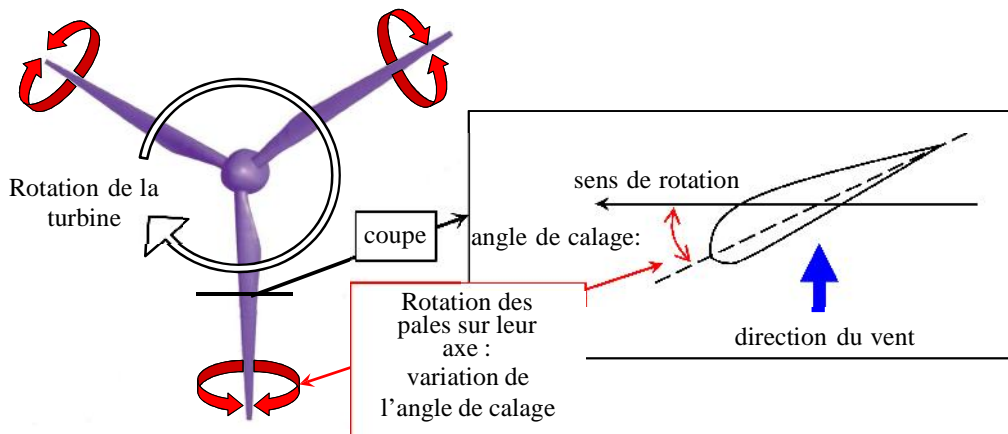


Figure.1. 2: Profil aérodynamique d'une pale

L'action de l'air en mouvement se traduit par des forces appliquées en chaque point de la surface de contact avec les pales [1.2]. Ces dernières ont un profil aérodynamique présenté sur le schéma de la Figure 1.3.

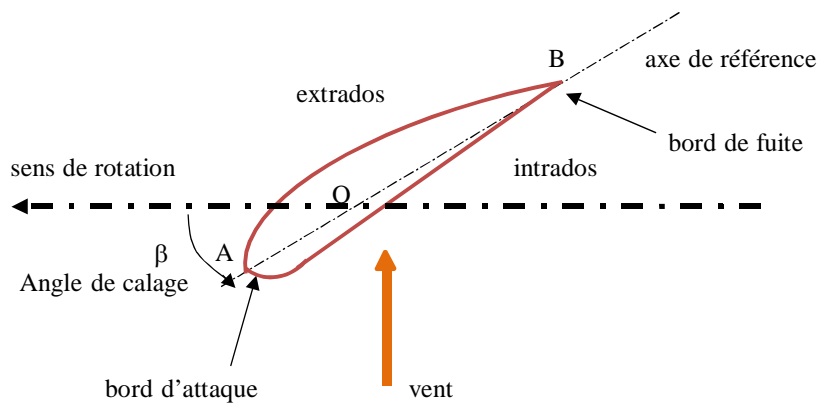


Figure.1. 3: Éléments caractéristiques d'une pale

On remarque plus particulièrement les éléments suivants :

- extrados: dessus de la pale
- intrados: dessous de la pale
- corde: longueur l du profil du bord d'attaque au bord de fuite
- angle de calage β (inclinaison de l'axe de référence par rapport au plan de rotation)

Les profils sont généralement de type plan-convexe (l'intrados est plan alors que l'extrados est convexe) ou alors biconvexe (l'intrados et l'extrados sont convexes).

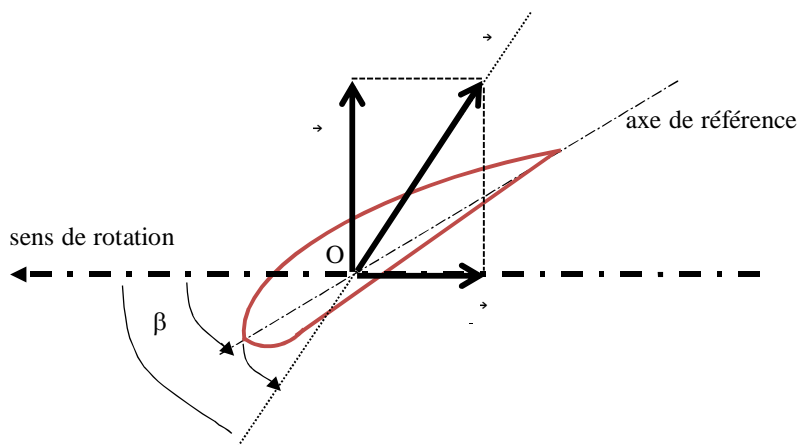


Figure.1. 4: Directions du vent sur un tronçon de pale

Du fait de la rotation, la pale est soumise à la fois au vent incident de vitesse V et à un vent relatif de vitesse U dirigée dans le sens contraire de la rotation:

$$U = \Omega_T \cdot r \quad (1.1)$$

Ω_T : vitesse de rotation de la pale.

r : rayon (par rapport au moyeu) du tronçon de la pale considéré.

La vitesse résultante \vec{W} du vent « apparent » s'écrit donc :

$$\vec{W} = \vec{V} + \vec{U} \quad (1.2)$$

La vitesse \vec{W} fait un angle d'attaque avec le plan de rotation. Cet angle s'écrit:

$$\psi = \alpha \left(\frac{v}{U} \right) \quad (1.3)$$

On introduit alors l'angle dit d'incidence, noté α entre l'axe de référence de la pale et la direction du vent apparent :

$$\alpha = \psi - \beta \quad (1.4)$$

C'est le couple résultant de l'ensemble des forces tangentielles qui va provoquer la rotation de la turbine.

Les éoliennes utilisent une technologie inspirée de l'aéronautique.

1.2.3 La portance

La portance est une force perpendiculaire au déplacement du vent. Elle est créée par l'aspiration dans une zone de dépression formée sur le dessus du profil conçu à cet effet (extrados). Elle est fonction de la masse de l'air déplacée.

La portance P_{or} (en Newton) est calculée d'après un coefficient mesuré en soufflerie appelé C_x ou *coefficient de portance*, la surface projetée au sol S (en m²), la *vitesse* v (en m.s⁻¹) et la *masse volumique* du fluide traversé (en kg.m⁻³). Le coefficient de portance C_x dépend de l'angle d'incidence de la pale. Il existe des bases de données disponibles pour de nombreux profils à des vitesses et à des incidences différentes.

$$P_o = C_x \rho \frac{v^2}{2} \quad (1.5)$$

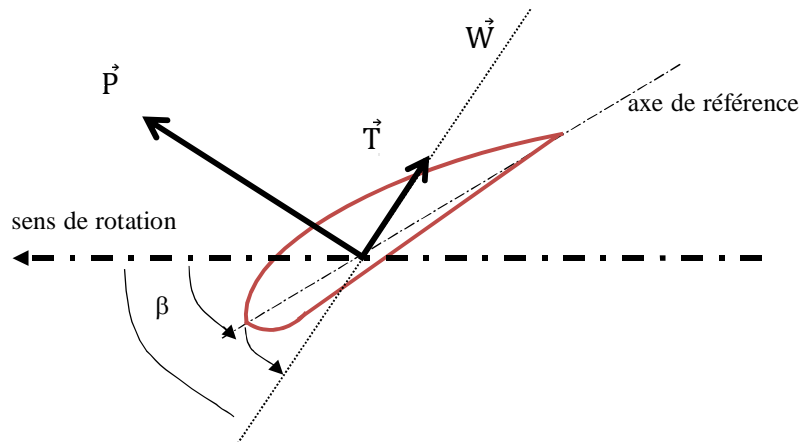


Figure.1. 5: Forces appliquées sur un élément de pale

1.2.4 La traînée

Le phénomène de portance est indissociable de celui de traînée. La traînée est la force de résistance qu'exerce un fluide sur un objet lorsque le fluide ou l'objet sont en mouvement l'un par rapport à l'autre. Cette force est parallèle et opposée à la trajectoire du fluide.

La traînée T_{re} (en Newton) est calculée de la même manière que la portance P_{or} . Au lieu du coefficient de portance C_z , on trouve le coefficient de traînée C_x , lui aussi déterminé expérimentalement.

$$T_r = C_x \rho \frac{v^2}{2} \quad (1.6)$$

Pour des angles faibles, l'écoulement de l'air le long de la pale est laminaire et est plus rapide sur l'extrados que sur l'intrados. La dépression qui en résulte à l'extrados crée la portance qui aspire la pale vers l'avant. Si β augmente, la portance augmente jusqu'à un certain point, puis les filets d'air ne glissent plus sur l'extrados de la pale mais y créent des turbulences. De ce fait, le coefficient de portance diminue brusquement et celui de traînée augmente (décélération). Pour une certaine valeur d'incidence, on atteint le décrochage aérodynamique.

La traînée (force résistant au mouvement) augmente en général si la surface exposée à la direction de l'écoulement de l'air augmente. Ce phénomène apparaîtra ici pour des angles importants.

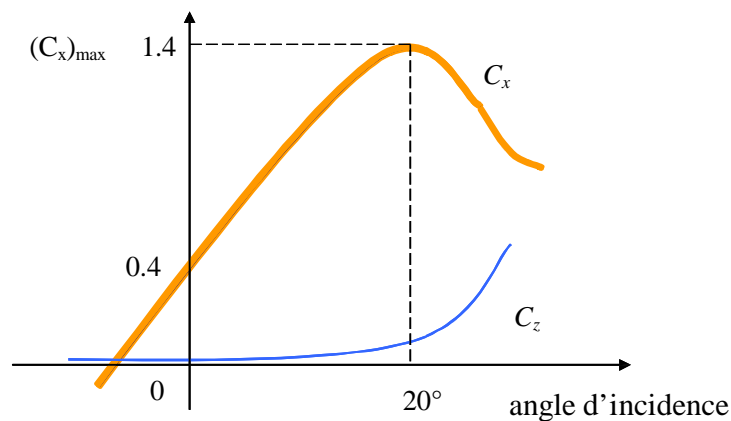


Figure.1. 6: Évolution des coefficients de portance et de traînée

1.2.5 Puissance du vent

1.2.5.1 Modélisation de la vitesse du vent

L'énergie éolienne est l'énergie cinétique du vent, elle est en partie issue de l'énergie solaire. En effet, les grands flux de circulation atmosphérique sont en grande partie provoqués par la différence de température entre l'équateur et les pôles. Du fait de cette différence de pression, un flot d'air s'établit entre ces régions. La rotation de la terre provoque également des circulations d'air. Des différences locales de pression et de températures vont quant à elle donner des circulations particulières comme les brises de mer, les tornades.

Le vent ne peut pas être représenté par des expressions exclusivement déterministes. La modélisation du vent n'est pas une chose aisée car les variations spatiales vont du kilomètre au centimètre et celles dans le temps de la seconde à des mois [1.18].

Cependant, le vent peut être représenté par une grandeur aléatoire définie par des paramètres statistiques. De nombreux travaux sur la modélisation du vent ont été réalisés. L'un des principes retenus consiste à générer l'allure temporelle du vent à partir d'un bruit blanc sur lequel on applique une fonction de transfert à déterminer. Les paramètres de cette fonction de transfert dépendent des grandeurs caractéristiques du site et de la nature du vent [1.19].

La vitesse du vent en un point de l'aire balayée par l'aéroturbine doit permettre de retrouver le couple éolien proche de celui que produirait le champ de vitesse du vent réel incident sur toute l'aire balayée par le rotor. Il a été démontré expérimentalement que seules les composantes

basses fréquences du vent incident se retrouvaient dans le couple total produit par les pales. Par contre, l'aéroturbine filtre les fluctuations hautes fréquences.

Pour une éolienne, la vitesse du vent est mesurée ponctuellement par un anémomètre de constante de temps de l'ordre de 0.3-0.4s placé sur la nacelle quelques mètres en aval de la turbine [1.3]. Les informations sont échantillonnées à une fréquence de l'ordre du Hertz et des valeurs moyennes sur différentes échelles de temps peuvent en être déduites. Il est nécessaire de traiter ces informations ponctuelles pour établir une image pratique du vent équivalent. Ceci est fait en utilisant un filtrage adéquat. Ce filtre est généralement appelé *filtre spatial*, et se présente sous la forme suivante [1.2], [1.4]:

$$G(s) = \frac{\sqrt{2}+b.s}{(\sqrt{2}+b.s.\sqrt{a}).(1+\frac{b}{\sqrt{a}}s)} \quad (1.7)$$

$$b = \gamma \frac{R_T}{\langle v \rangle} \quad (1.8)$$

γ : facteur d'affaiblissement sur le rotor ($\gamma = 1.3$).

a : valeur empirique ($a=0.55$).

$\langle v \rangle$: vitesse moyenne du vent au point de mesure.

Le filtre spatial est ainsi utilisé pour corriger l'information donnée par l'anémomètre.

La figure 1.8 montre l'évolution de la vitesse du vent avant et après le filtre spatial [1.19].

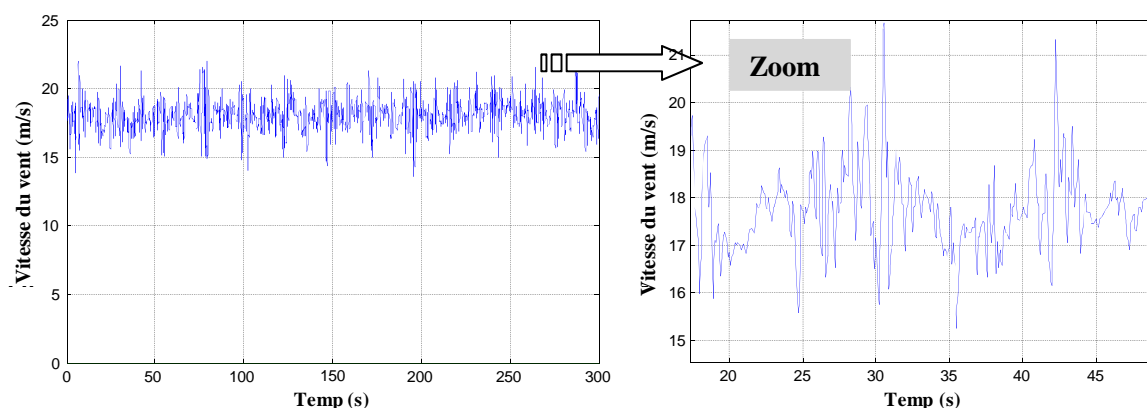


Figure.1. 7: Profil du vent duré de 300s

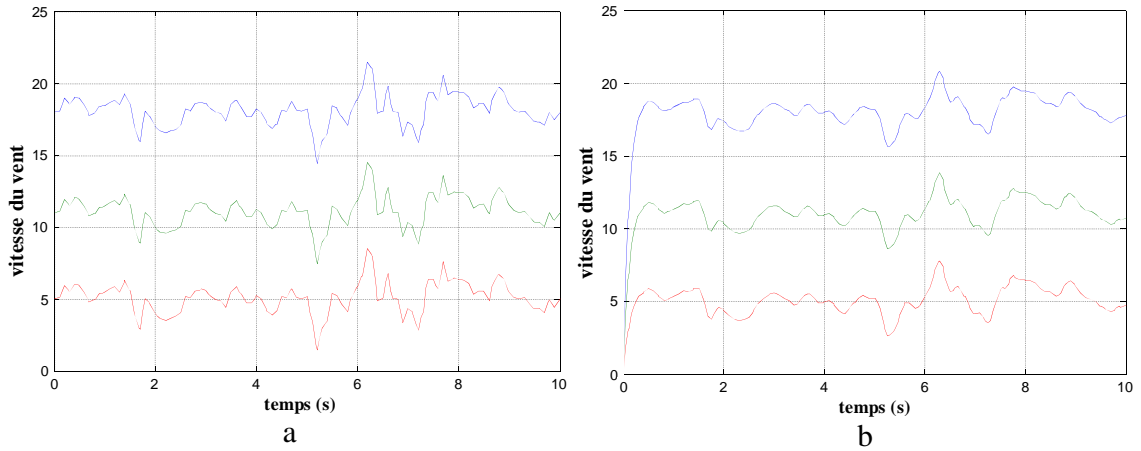


Figure.1. 8: Définition de 3 niveaux du vent a) avant et b) après le filtre spatial

Dans le cadre de cette thèse, on s’intéressera uniquement aux vents très localisés : Le vent sur l’aire balayée par le rotor durant quelques minutes.

1.2.5.2 Puissance théorique du vent

La puissance disponible du vent traversant une surface A_v est définie par la dérivation de l’énergie cinétique de la masse d’air traversant la surface balayée par la turbine [1.5] :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A_v v^3 \tag{1.9}$$

Dans cette expression, v représente la vitesse du vent supposée uniforme et horizontale sur toute la surface A_v .

$$A_v = \pi R_T^2 \tag{1.10}$$

ρ : masse volumique de l’air.

R_T : rayon de la turbine (longueur d’une pale).

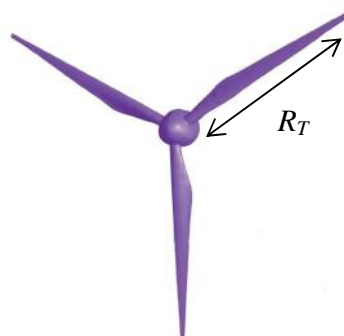


Figure.1. 9: Forme d’un moyeu avec 3 pales

1.2.5.3 La loi de Betz

Il paraît évident que plus la partie de l'énergie cinétique du vent captée par l'éolienne est grande, plus petite sera la vitesse du vent sortant par le côté gauche de l'éolienne. Si nous tentions d'extraire toute l'énergie contenue dans le vent, l'air continuerait son chemin à une vitesse nulle, ce qui, en réalité signifierait qu'il n'arriverait pas à abandonner le rotor.

La loi de Betz stipule qu'une éolienne ne pourra jamais convertir en énergie mécanique plus de 16/27 (ou 59%) de l'énergie cinétique contenue dans le vent [1.6]. Cette limite n'est en réalité jamais atteinte.

1.2.5.4 Puissance captée par la turbine éolienne

La puissance aérodynamique captée par l'éolienne est alors :

$$P_u = C_p P_v \quad (1.11)$$

$$P_u = \frac{1}{2} \rho R^2 C_p v^3 \quad (1.12)$$

Le coefficient de puissance est défini par le ratio de la puissance captée par la turbine sur la puissance du vent (Le coefficient C_p représente le rendement aérodynamique de l'éolienne).

$$C_p = \frac{P_u}{P_v} \quad (1.13)$$

D'après la loi de Betz :

$$C_p < 59\% \quad (1.14)$$

Bien que sa valeur théorique maximale soit d'environ 0,59, en pratique il se situe entre 0,4 et 0,45 [1.20].

C_p est fonction de la vitesse spécifique } définie par:

$$\lambda = \frac{R_T \Omega_T}{v} \quad (1.15)$$

(avec Ω_T : vitesse de rotation de la turbine)

La puissance captée par l'éolienne peut être exprimée par :

$$P_u = \Omega_T T_a \quad (1.16)$$

Des équations ci-dessus, on peut déduire l'expression du couple aérodynamique.

$$T_u = \frac{1}{2} \frac{\rho R^2 C_F(\lambda) v^3}{\Omega_T} \quad (1.17)$$

$$T_u = \frac{1}{2} \frac{\rho R^3 C_F(\lambda) v^2}{\lambda} \quad (1.18)$$

On peut introduire le coefficient de couple :

$$C_T = \frac{C_P}{\lambda} \quad (1.19)$$

Donc :

$$T_u = \frac{1}{2} \rho R^3 C_T(\lambda) v^2 \quad (1.20)$$

La modélisation du couple éolien va donc dépendre essentiellement de la prise en compte de la spécificité du coefficient C_p , puisqu'il dépend grandement du type de turbine.

Au cours de ce travail, nous nous sommes limités au cas des turbines à axe horizontal et à trois pales dont l'angle de calage est réglable, qui est un standard dans les éoliennes actuelles.

Comme le montrent les expressions des forces précédemment données, celles-ci augmentent rapidement avec le vent apparent et la puissance correspondante peut devenir rapidement supérieure à la puissance nominale de la machine. Il faut donc à un moment donné pouvoir limiter le couple. Le réglage de ce dernier, donc de la puissance captée par la turbine, se fait essentiellement par action sur la portance qui dépend principalement de l'angle d'incidence .

1.2.5.5 Modélisation du coefficient de puissance C_p

Le coefficient C_P est spécifique à chaque turbine. Il dépend des variables v , T et . Plus généralement, on regroupe les deux variables v et T pour définir la variable .

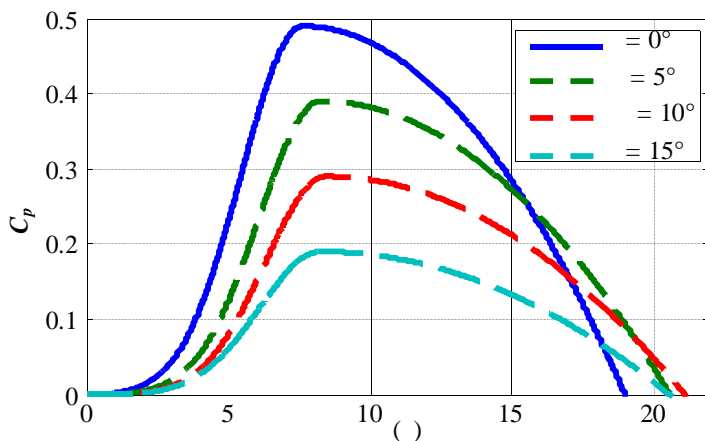


Figure.1. 10: Coefficient de puissance C_p pour différentes valeurs de l'angle de calage en fonction du rapport de vitesse

Sur la Figure.1.11, est représentée la puissance captée P_a pour une éolienne en fonction de la vitesse de rotation de la turbine τ , pour des valeurs de la vitesse de vent et pour un angle de calage $\alpha = 0$.

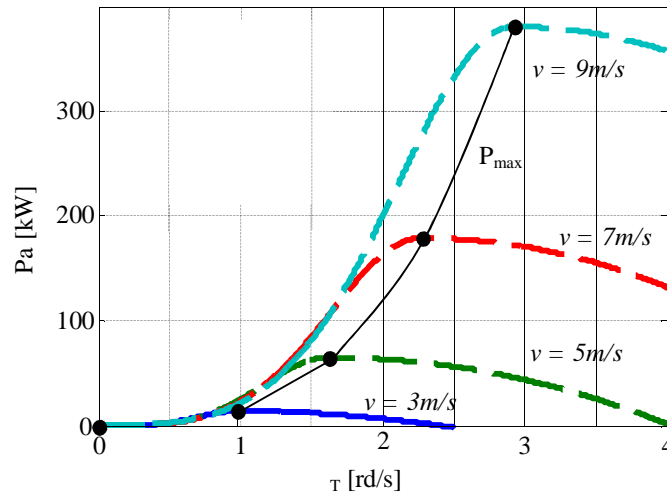


Figure.1. 11 : Puissance captée par la turbine pour différente vitesse de vent en fonction de la vitesse de rotation τ et pour un angle de calage nul.

On retrouve dans la littérature plusieurs types de modélisation du coefficient de puissance, souvent tous limités par les données d'entrée, donc généralement valables pour une turbine particulière : chaque turbine a un comportement spécifique. Néanmoins, l'allure des réseaux de courbes est toujours la même et l'handicap de modélisation peut être levé.

a) 1^{er} type de modélisation

Cette modélisation, présentée dans [1.7], apparait dans d'autres références [1.8]. Elle a l'avantage de se présenter sous la forme d'une seule équation, valable quel que soit l'angle de calage α et quel que soit le rapport de vitesse λ . L'équation donnant C_P se présente sous la forme suivante:

$$C_P(\beta, \lambda) = c_1 \cdot \left(c_2 \cdot \frac{1}{\lambda} - c_3 \cdot \beta - c_4 \cdot \beta^2 - c_5 \right) e^{-c_6 \cdot \frac{1}{\lambda}} \quad (1.21)$$

Le paramètre λ dépend également de τ et v .

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.0 \cdot \beta} - \frac{0.0}{1 + \beta^3} \quad (1.22)$$

Les six coefficients définis, $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6$, dépendent de la turbine considérée.

b) 2^{ème} type de modélisation

Le modèle du coefficient de puissance doit tenir compte de la position de l'angle de calage qui modifie la portance de la pale et permet donc de contrôler la puissance captée par la turbine. L'allure générale du coefficient de puissance en fonction du rapport de vitesse, pour un angle de calage donné, est illustrée Figure 1.12 Elle est décrite par les équations (1.23) et (1.24) qui représentent respectivement les parties $\lambda \leq \frac{x_0}{2}$ e $\lambda \geq \frac{x_0}{2}$:

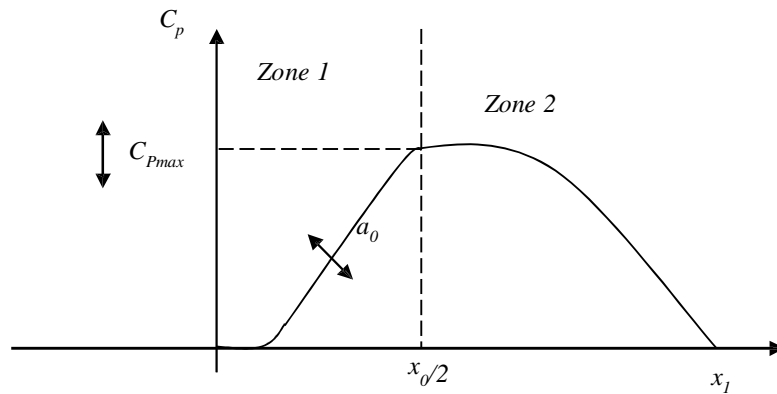


Figure.1. 12: Allure du coefficient de puissance

– Pour $\lambda \leq \frac{x_0}{2}$:

$$C_p(\lambda, \beta) = C_p(\beta) \frac{(-4)}{x_0(\beta)^2} \lambda(\lambda - x_0(\beta)) e^{-\frac{(\lambda - \frac{x_0(\beta)}{2})^2}{a_0}} \quad (1.23)$$

a_0 : la pente de la courbe.

– Pour $\lambda \geq \frac{x_0}{2}$:

$$C_p(\lambda, \beta) = C_p(\beta) \frac{(-4)}{(2x_1(\beta) - x_0(\beta))^2} [(\lambda - x_1(\beta))(\lambda - (x_0(\beta) - x_1(\beta)))] \quad (1.24)$$

On choisit une loi parabolique pour $x_0(\beta)$:

$$x_0(\beta) = 2\lambda_0 + \frac{8}{\beta_m^2} (\lambda_m - \lambda_0) \beta (\beta_m - \beta) \quad (1.25)$$

$$x_1(\beta) = \frac{(x_1)_0}{(x_0)_0} x_0(\beta) \quad (1.26)$$

$$C_p(\beta) = C_p(\beta) - C(\beta - b)^\alpha \quad \alpha > 1$$

C_p est le max de $C_p(\beta)$. b un paramètre du modèle à ajuster.

En ajustant les paramètres de ce modèle il est possible de représenter de manière au moins qualitative l'évolution du coefficient de puissance à partir de courbes issues de la littérature ou de données fournies par les constructeurs.

1.3 Contrôle des éoliennes

Le contrôle de la conversion d'énergie cinétique du vent en énergie mécanique se fait par celui de la vitesse de la turbine et de l'angle d'incidence, en fonction des possibilités offertes par la technologie de l'éolienne considérée et des conditions de fonctionnement.

On peut distinguer deux niveaux de commande d'une éolienne (Fig. 1.13). La commande du *niveau 1* ne s'occupe pas de la partie électrique mais uniquement de la turbine, la génératrice étant vue comme un dispositif de commande de la turbine. La vitesse de rotation est la sortie du système et le couple est la commande de la turbine. La commande du *niveau 2* contrôle la génératrice et fait appliquer les références issues de la commande du *niveau 1*.

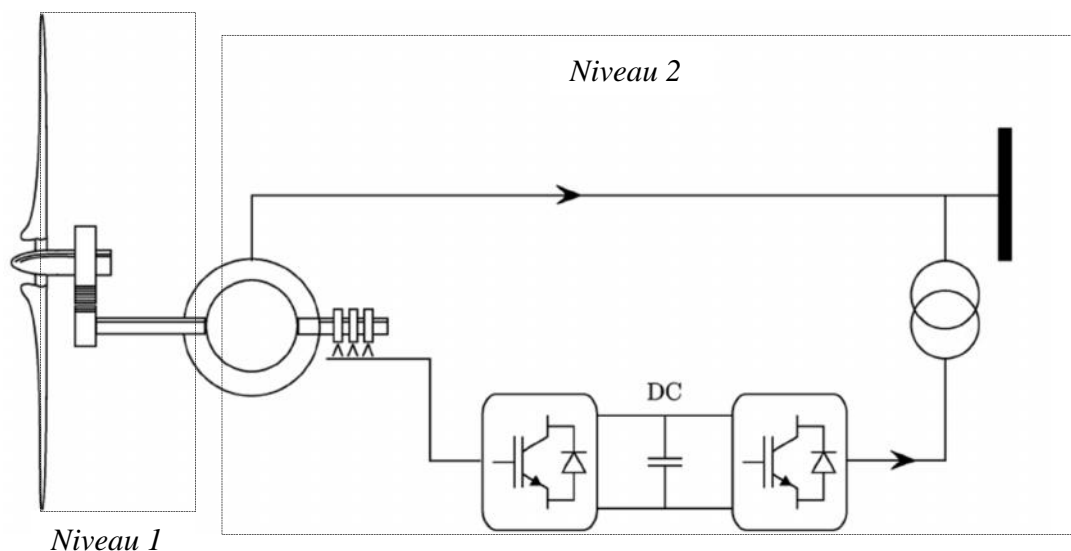


Figure.1. 13: Les 2 niveaux comportant un système éolienne + GADA

- Au niveau de la turbine : essentiellement pour limiter la puissance pour les vents forts. Plusieurs méthodes sont utilisées (voir la section 1.3.3).
- Au niveau du générateur : en particulier pour les structures à vitesse variable définies ultérieurement. Ceci permet par exemple d'optimiser le captage de l'énergie pour les

vents faibles et moyens. Plusieurs solutions existent. Elles nécessitent à la fois le contrôle des grandeurs affectant directement le fonctionnement du générateur (courants, vitesse) ou les contraintes de fonctionnement du système (tension de bus continu, courants dans un système d'interfaçage au réseau) (voir la section 1.3.4).

Le système de commande d'un système générateur éolien peut par ailleurs être séparé en deux niveaux fonctionnels essentiels (Figure 1.14) :

- Les systèmes de contrôle des grandeurs physiques et les surveillances et protections associées. Il s'agit d'assurer régulation et asservissement des grandeurs à des valeurs de consignes délivrées par le niveau de commande supérieur.
- Le système de gestion des modes de fonctionnement, d'élaboration des lois de consigne et de gestion des protections.

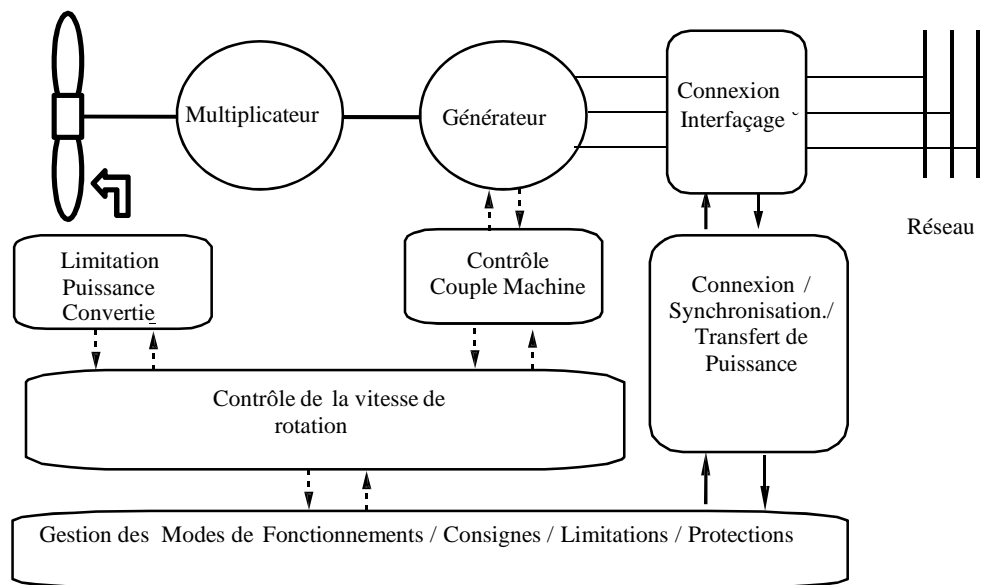


Figure.1. 14: Structure générale de contrôle d'une éolienne

1.3.1 Zones de fonctionnement d'une turbine éolienne

La courbe de puissance convertie d'une turbine, généralement fournie par les constructeurs, permet de définir quatre zones de fonctionnement suivant la vitesse du vent.

Pour extraire de manière efficace la puissance du vent, tout en maintenant en sécurité le régime, l'éolienne doit être exploitée selon les 4 zones, qui relient la vitesse du vent, la vitesse

maximale du rotor admissible et la puissance désirée (Figure.1.15). Dans la zone I, l'éolienne est arrêtée car le vent n'est pas assez fort pour que la production d'énergie soit rentable (la vitesse de démarrage v_1 varie entre 2.5m/s et 4m/s).

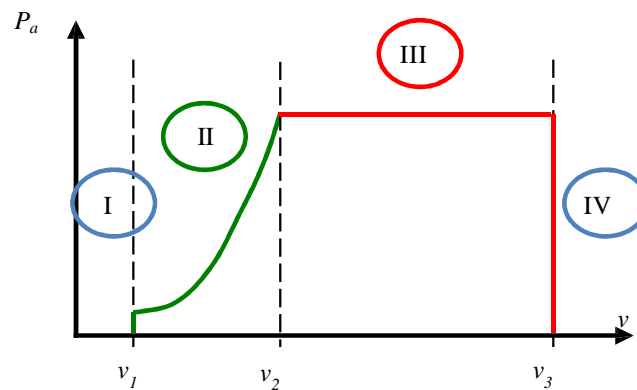


Figure.1. 15: Zones de fonctionnement des éoliennes

Dans la zone II, l'aérogénérateur fonctionne à *charge partielle*. L'objectif dans cette zone est d'optimiser le rendement énergétique. Ainsi, la vitesse de rotation évolue en fonction de la vitesse du vent de sorte à se maintenir dans le point de fonctionnement de rendement aérodynamique maximal. Le but étant que le coefficient de puissance soit toujours optimal.

La zone III (vent fort) correspond au fonctionnement à *pleine charge* (v_2 est la vitesse correspondant à la puissance nominale de la turbine, elle varie entre 11.5m/s et 15m/s). Il faut limiter la puissance afin de ne pas abîmer le système. Pour garantir un rendement maximal de la turbine, il faut maintenir le coefficient de puissance à son maximum.

La zone IV : dans cette zone, la vitesse du vent dépasse la limite acceptable, au-delà de laquelle il convient de déconnecter l'éolienne pour des raisons de tenue mécanique en bout de pales. Pour la grande majorité des éoliennes, v_3 vaut 25m/s.

1.3.2 Le freinage mécanique

Les dispositifs sont nombreux : frein à main, à air comprimé, électromécanique ou électromagnétique. Le frein est inséré au plus près de l'hélice lorsqu'il y a une ligne d'arbre avec multiplicateur. Il doit agir progressivement pour réduire les contraintes lors d'un freinage d'une roue de grande inertie.

1.3.3 Systèmes de régulation au niveau de la turbine

Ce moyen de contrôle permet essentiellement de limiter la puissance pour les vents forts. Il existe trois méthodes de contrôle qui sont décrites ci-après:

1.3.3.1 Régulation par décrochage aérodynamique passif (Passive Stall)

Sur une éolienne à régulation par décrochage aérodynamique, les pales sont fixées au moyeu de façon rigide. Cependant, la géométrie de la pale a été conçue de façon à mettre à profit, en cas de vitesses de vent trop élevées, le décrochage aérodynamique en provoquant de la turbulence sur la partie de la pale qui n'est pas face au vent. Ce décrochage empêche la portance d'agir sur le rotor [1.9], [1.10].

Cette augmentation de α provoque une augmentation de la trainée (coefficient C_x) et un décrochage progressif de la pale (Figure 1.16). Le couple est maintenu à peu près constant ($\alpha_1 < \alpha < \alpha_2$) jusqu'au décrochage total ($\alpha_3 < \alpha$): chute brutale de C_x et accroissement important de C_z .

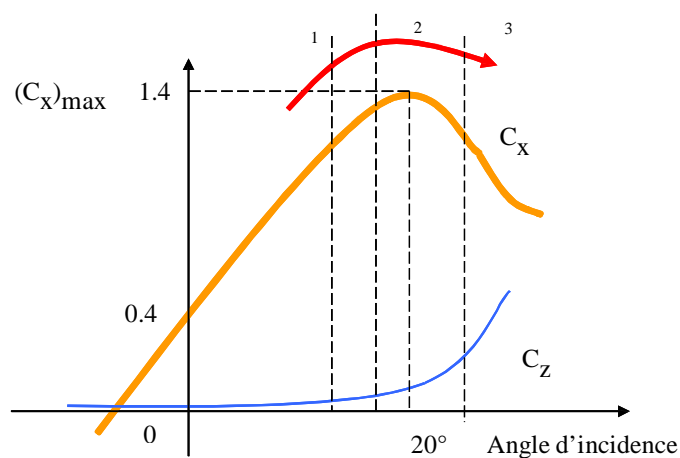


Figure.1. 16: Décrochage aérodynamique passif

Avantages : Ce concept simple et normalement robuste ne fait intervenir aucun système mécanique ou électrique auxiliaire.

Inconvénients : La puissance captée par la turbine est seulement fonction de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation. Il n'y a donc aucune possibilité d'adaptation. En cas de défaut sur le réseau, si l'énergie captée ne peut lui être transmise, il est nécessaire de disposer de freins

dimensionnés pour absorber l'énergie cinétique de la turbine ainsi que l'énergie captée pendant le freinage.

1.3.3.2 Régulation active par décrochage aérodynamique actif (active stall)

L'angle α peut être augmenté (ou diminué) légèrement par diminution (ou augmentation) de l'angle de calage β de quelques degrés (3 à 5° généralement).

Le décrochage peut être légèrement avancé (ou retardé). Le couple est maintenu pratiquement constant jusqu'au décrochage total ou il chute rapidement. La puissance peut donc être limitée à sa valeur nominale. Les éoliennes utilisant la régulation de puissance par décrochage dynamique possèdent en général un mécanisme de freinage en bout de pale qui, en cas de survitesse, actionne des masselottes par effet centrifuge pour orienter une partie de l'extrémité de la pale, freinant ainsi le rotor de manière aérodynamique.

Avantages : Il y a possibilité d'adaptation de la turbine aux conditions d'exploitation. Les actionneurs, électriques ou hydrauliques nécessaires, sont de taille réduite, les mouvements de rotation des pales restant de faible amplitude.

Inconvénients : L'énergie nécessaire aux actionneurs doit être transmise au moyeu de la turbine. Si les actionneurs sont électriques, cela nécessite des contacts glissants bagues/charbons sujets à l'usure et nécessitant un entretien.

1.3.3.3 Contrôle à calage variable de pale (Pitch Control)

L'angle α peut être augmenté (ou diminué) fortement par diminution (ou augmentation) de l'angle de calage β de quelques dizaines de degrés (20 à 30° généralement).

Sur une éolienne contrôlée à calage variable, le contrôleur électronique vérifie plusieurs fois par seconde la puissance de sortie de l'éolienne. En cas de puissance de sortie trop élevée, les pales pivotent légèrement sur le côté hors du vent. Inversement, les pales seront pivotées de manière à pouvoir mieux capter de nouveau l'énergie du vent, dès que le vent aura baissé d'intensité [1.28], [1.29].

Le couple est maintenu pratiquement constant et peut être annulé par *mise en drapeau* des pales ($\beta = 90^\circ$).

Avantages : La diminution de l'angle d'incidence jusqu'à une valeur nulle ou négative limite toutes les forces aérodynamiques sur les pales, ce qui réduit considérablement les efforts à vitesse de vent élevée. Cet avantage est encore amplifié à vitesse variable puisque l'excès d'énergie pendant une rafale (dont la variation est trop brutale pour que le mécanisme d'orientation puisse compenser les effets) peut être stocké dans l'inertie du rotor par variation de sa vitesse (si le générateur l'accepte) alors que la puissance transmise reste pratiquement constante.

Inconvénients : Les actionneurs nécessaires sont de puissance supérieure à celle du cas précédent. L'énergie nécessaire aux actionneurs doit être transmise au moyeu de la turbine. Si les actionneurs sont électriques, cela nécessite également des contacts glissants bagues/charbons sujets à l'usure et nécessitant un entretien.

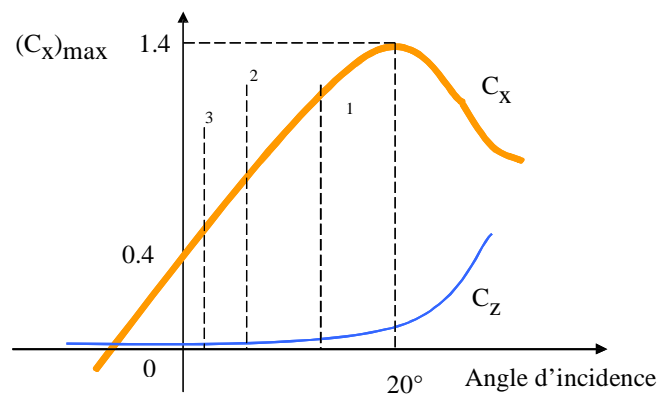


Figure.1. 17 : Décrochage par contrôle de l'angle de calage

1.3.4 Contrôle au niveau de la génératrice

Le contrôle au niveau de la génératrice permet d'optimiser le captage de l'énergie pour les vents faibles et moyens. La génératrice peut être liée directement ou indirectement au réseau [1.11].

1.3.4.1 Vitesse fixe

Dans le premier cas (Figure. 1.18), le générateur tourne à vitesse fixe ou varie très légèrement en jouant sur le glissement de la machine asynchrone (Seules les génératrices asynchrones sont utilisées dans ce cas). Deux génératrices asynchrones sont souvent utilisées dans ce type

d'éoliennes. Un générateur dimensionné pour des faibles puissances correspondant à des vitesses de vent faibles et un générateur dimensionné pour des fortes puissances correspondant à des vitesses de vent plus élevés. Le problème majeur de cette solution est la complexité du montage qui augmente la masse embarquée. Une autre solution consiste à utiliser un câblage du stator qui peut être modifié afin de faire varier le nombre de pôles. Cette disposition permet également de proposer deux régimes de rotation l'un rapide en journée et l'autre plus lent la nuit permettant de diminuer le bruit.

La machine étant couplée directement au réseau, la vitesse de synchronisme étant imposée par ce dernier, la vitesse de rotation est par conséquent quasiment constante

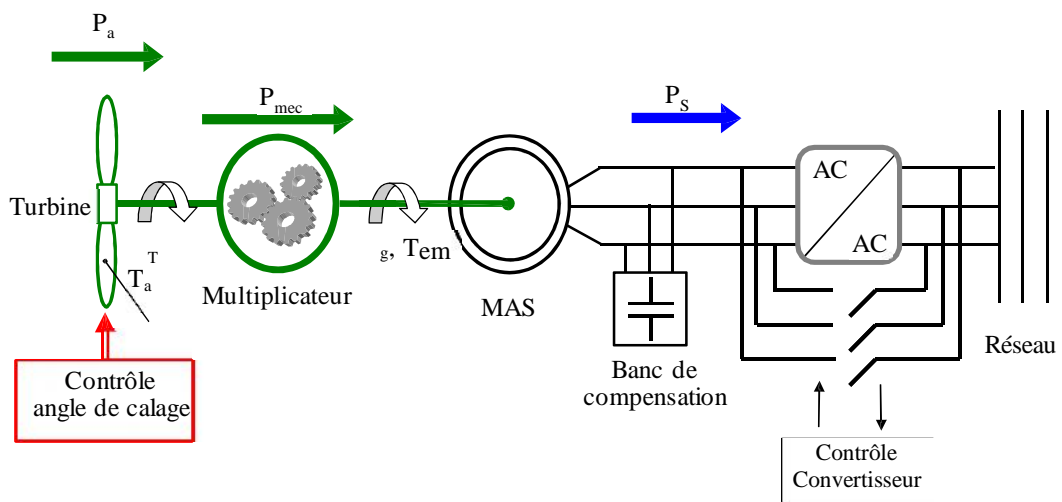


Figure.1. 18: Structure d'une éolienne à vitesse fixe

On peut noter la présence du multiplicateur de vitesse entre la turbine et la génératrice et celle éventuelle d'un système de contrôle de l'angle de calage des pales. On note également la présence d'un convertisseur, utilisé ici de façon temporaire pour le couplage et non l'interfaçage de la génératrice.

On trouve aussi à ce niveau la compensation de l'énergie réactive consommée pour le maintien de la magnétisation de la machine. Le moyen le plus simple et le plus utilisé est une batterie de condensateurs placés en shunt, comme le montre la Figure 1.18. D'autres systèmes de compensation plus complexes (Static VAR Compensator, Static VAR Generator) peuvent être mis en œuvre.

Tableau.1 1 : Avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse fixe

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none">- Machine standard- Robuste- Faible coût- Pas d'EP pour l'interfaçage	<ul style="list-style-type: none">- Puissance extraite non optimisée- Maintenance boîte de vitesse- Pas de gestion de l'énergie réactive par le générateur- Magnétisation de la machine non gérée

1.3.4.2 Vitesse variable

Il y a encore quelques années, pratiquement toutes les éoliennes fonctionnaient à vitesse fixe. Avec la meilleure qualité et la baisse des coûts de l'électronique de puissance, les éoliennes à vitesse variable sont de plus en plus utilisées. Dans la suite de ce mémoire, nous ne traiterons que des éoliennes à vitesse variable. En effet, l'objectif de cette thèse est d'élaborer des stratégies de commande afin d'augmenter le rendement et la qualité de l'énergie produite. Ce pilotage n'est possible qu'avec une éolienne à vitesse variable.

Dans ce cas, une interface de puissance adapte la fréquence des courants du générateur à celle du réseau et permet ainsi de fonctionner à vitesse variable. Autrement dit, l'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique.

On distingue différents types d'éoliennes à vitesse variable, classés en fonction de la plage de variation de vitesse qu'elles s'autorisent. Une technologie basée sur une machine asynchrone à rotor bobiné auquel est raccordé un dispositif de contrôle de dissipation d'énergie permet une variation de vitesse de +10% à +16%.

Ces technologies considérées comme intermédiaires ne seront pas retenues dans nos travaux. Seuls le seront les deux technologies, équipées du *Pitch Control*, suivants:

- Une structure entièrement interfacée à base de machine synchrone à aimants permanents sans multiplicateur de vitesse.

- Une structure basée sur la technologie génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).

a) Éolienne à base de machine synchrone à aimants permanents (MS)

On s'intéresse ici à une structure d'éolienne entièrement interfacée par un dispositif d'électronique de puissance constitués de deux convertisseurs (généralement des onduleurs réversibles à base de composants semi-conducteurs commandables IGBT ou IGCT contrôlés par MLI (PWM)), l'un connecté au stator et l'autre connecté au réseau. La génératrice de référence considérée ici est une machine synchrone à aimant permanent possédant un grand nombre de paires de pôle (Figure.1.19), ce qui permet la réduction ou la suppression du multiplicateur de vitesse. Cette structure permet une variation de vitesse de 0% à 100% de la vitesse nominale de rotation [1.12], [1.13].

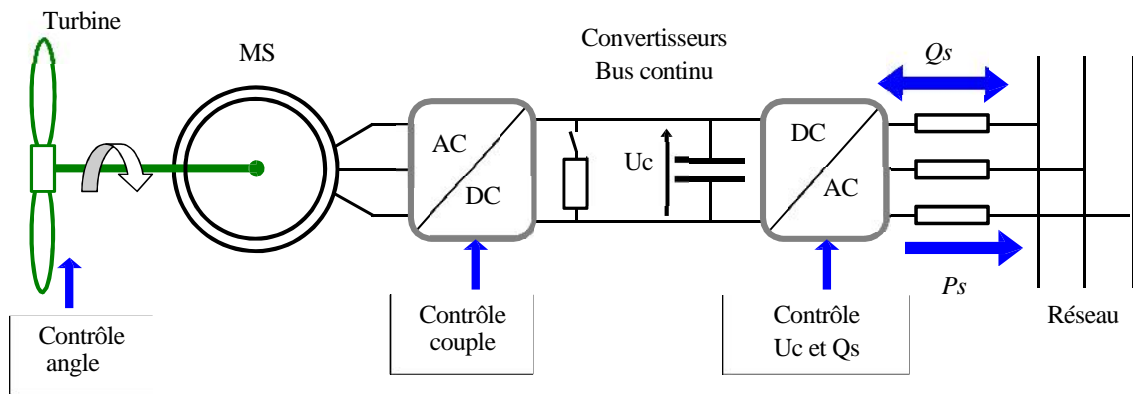


Figure.1. 19: Structure d'une éolienne à base de MS à aimant permanent

Le convertisseur connecté au stator de la machine contrôle le couple de la machine et donc sa vitesse de rotation. Celui connecté au réseau assure le transfert de puissance entre la génératrice et le réseau ainsi que l'échange de puissance réactive avec ce dernier. Cette interface offre un découplage presque total entre le réseau et la génératrice : un défaut sur le réseau ne viendra pas (ou très peu) perturber le fonctionnement de la génératrice.

Cette technologie offre de nombreux avantages : souplesse de contrôle, découplage entre réseau et génératrice, optimisation de la production grâce à une grande plage de vitesse, gestion possible du réactif. Cependant, tout ceci entraîne un coût plus élevé : l'interface

dimensionnée à 100% de la puissance nominale de la machine, machine spécifique, grand diamètre...

Tableau.1 2: Avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable à base d'une MS

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens. - Absence de boîte de vitesse. - Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> - Machine spécifique. - Prix de l'électronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance nominale. - Grand diamètre de la machine.

b) Éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation

Une machine asynchrone à double alimentation est une machine asynchrone dont le rotor (bobiné) est raccordé au réseau par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance [1.14], [1.15], [1.16], [1.17].

Cette interface adapte l'amplitude et la fréquence des courants rotoriques en contrôlant la tension aux bornes du rotor en fonction du point de fonctionnement de la machine. On s'autorise ainsi une variation de vitesse de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme. Le stator est lui directement connecté au réseau.

L'interface d'électronique de puissance est constituée de deux convertisseurs (onduleurs réversibles à base de composants semiconducteurs commandables IGBT ou IGCT contrôlés par Modulation de Largeur d'impulsions (MLI ou PWM en anglais)), l'un connecté au rotor et l'autre connecté au réseau. Ils sont reliés entre eux par un « bus continu ». Le convertisseur connecté au rotor de la génératrice permet de contrôler la conversion électromécanique en contrôlant le couple, et par conséquent la vitesse de la machine. Il permet également de maîtriser l'état magnétique de la génératrice. En conséquence, il est possible de contrôler la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.

Le rôle principal du convertisseur connecté au réseau est de réguler la tension du bus continu. Cette régulation assure les échanges de puissance active entre le rotor et le réseau. Il est

possible également d'employer ce convertisseur pour fournir ou absorber de la puissance réactive au réseau.

La structure de cette technologie et les moyens de contrôle associés sont présentés sur la Figure 1.20.

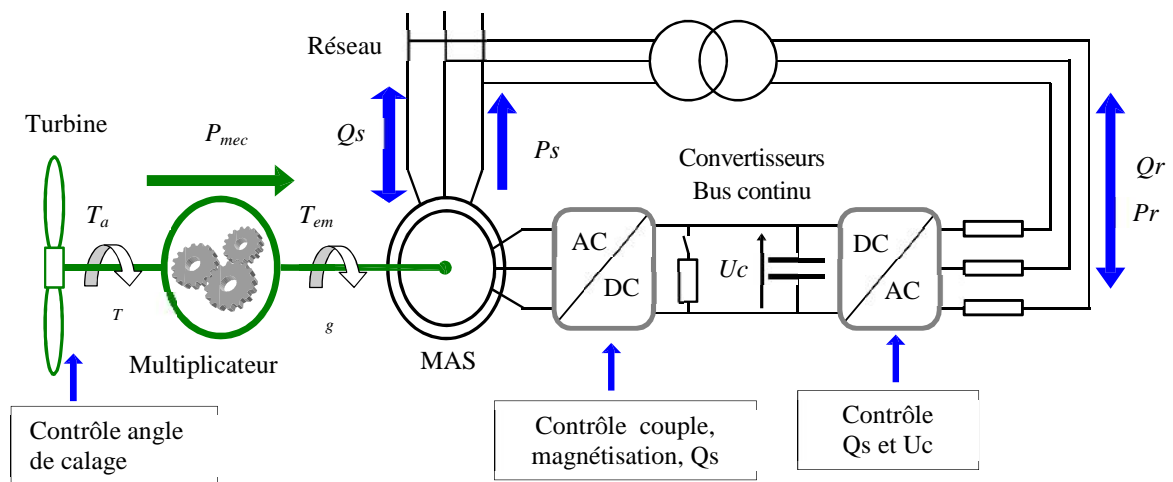


Figure.1. 20: Structure d'une éolienne couplée à une génératrice asynchrone à double alimentation

Le dimensionnement de l'interface d'électronique de puissance se situe entre 20% et 30% de la puissance de la machine. Il dépend en fait du glissement maximal autorisé. Ces éoliennes sont également capables de gérer la puissance réactive : elles peuvent par conséquent participer au réglage de la tension. Cependant la mise en œuvre de l'ensemble du contrôle/commande est complexe.

Tableau.1 3: Avantages et inconvénients d'une éolienne à vitesse variable à base d'une GADA

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Fonctionnement à vitesse variable (30% _{sync}) - Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens - EP dimensionnée à 30% de P_n - Machine standard - Connexion de la machine plus facile à gérer 	<ul style="list-style-type: none"> - Maintenance boîte de vitesse - Prix de l'électronique de puissance relatif - Contrôle-commande complexe - Oscillations mécaniques (mais amorties par un contrôle adéquat)

Le Tableau 1.4 présente les rendements des différents éléments de la chaîne de conversion pour une structure de 750kW fonctionnant à puissance nominale, sans prendre en compte le rendement de la turbine. Il donne une approche plus qualitative que quantitative, vu la complexité des systèmes mis en jeu.

Tableau.1 4: Rendement des différentes structures d'éoliennes

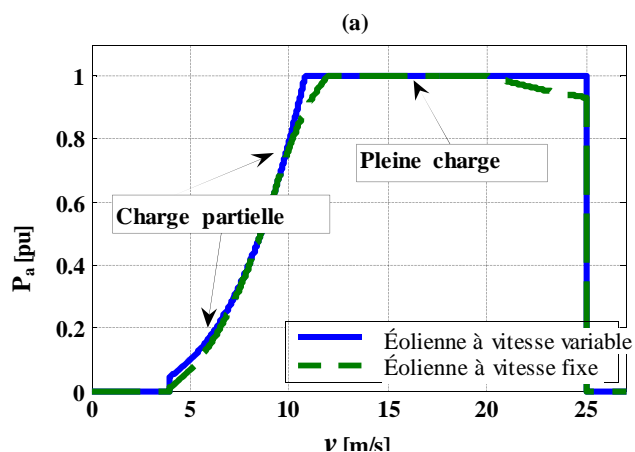
Structure	Roulement	Multiplicateur	Générateur	EP	Transformateur	Rendement
GADA	0.996	0.9	0.9	0.98	0.9	88.1
MS	0.996	1	0.9	0.96	0.98	89.0

1.3.4.3 Vitesse fixe / vitesse variable

La différence de fonctionnement en charge partielle entre une éolienne à vitesse fixe et une éolienne à vitesse variable est illustrée sur la Figure 1.21. On constate qu'avec les éoliennes à vitesse variable il est possible, en contrôlant la vitesse, d'optimiser la puissance extraite par la turbine sur une grande partie de la zone de fonctionnement à charge partielle : $C_P = C_{Pmax}$ ().

Tableau.1 5: Comparatif Vitesse fixe et vitesse variable.

Fonctionnement à vitesse fixe	Fonctionnement à vitesse variable
<ul style="list-style-type: none"> - Simplicité du système électrique ; - Plus grande fiabilité ; - Faible probabilité d'entrée en résonance des éléments de l'éolienne ; - Moins cher ; - Fonctionnement à vitesse variable ($\pm 30\%$ de la vitesse nominale). 	<ul style="list-style-type: none"> - Augmentation du rendement énergétique ; - Réduction des oscillations du couple dans le train de puissance ; - Réduction des efforts subis par le train de puissance ; - Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.



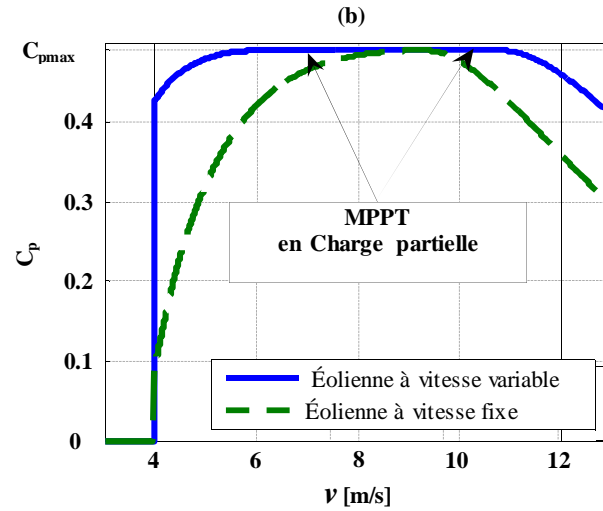


Figure.1. 21: Optimisation de la puissance extraite pour les éoliennes à vitesse variable

a) Contrôle en charge partielle

La Figure 1.22 montre pour différentes valeurs de vitesse de vent l'évolution de la puissance captée par la turbine en fonction de la vitesse de rotation de la turbine (en charge partielle, l'angle de calage est nul). On constate que pour chaque vitesse de vent, il existe une vitesse de rotation de la turbine pour laquelle la puissance captée est maximale. Les technologies nommées : *Maximum Power Point Tracking (MPPT)* emploient un système permettant d'ajuster la vitesse de rotation afin d'optimiser la production de l'éolienne. Il existe différentes manières de réaliser ce *MPPT* [1.21]. Dans les modèles d'éoliennes à vitesse variable nous considérerons un *MPPT* parfait, la vitesse de référence T_{ref} est calculée à partir de la vitesse du vent et du rapport de vitesse opt correspondant au maximum de la courbe C_P :

$$T = \frac{\lambda_o}{R_T} v \quad (1.27)$$

$$P_{a_m} = \frac{1}{2} \rho A_v C_P \left(\frac{R_T T}{\lambda_o} \right)^3 \quad (1.28)$$

Que l'on peut écrire :

$$P_{a_m} = K_o T^3 \quad (1.29)$$

$$K_o = \frac{1}{2} \rho C_P \frac{R_T^5}{\lambda_o^3} \quad (1.30)$$

Le calcul de la vitesse optimale est possible à partir de la valeur de la puissance optimale.

On peut en déduire l'expression du couple maximal développé par la turbine:

$$T_{u_m} = K_o \frac{\rho}{T} \quad (1.31)$$

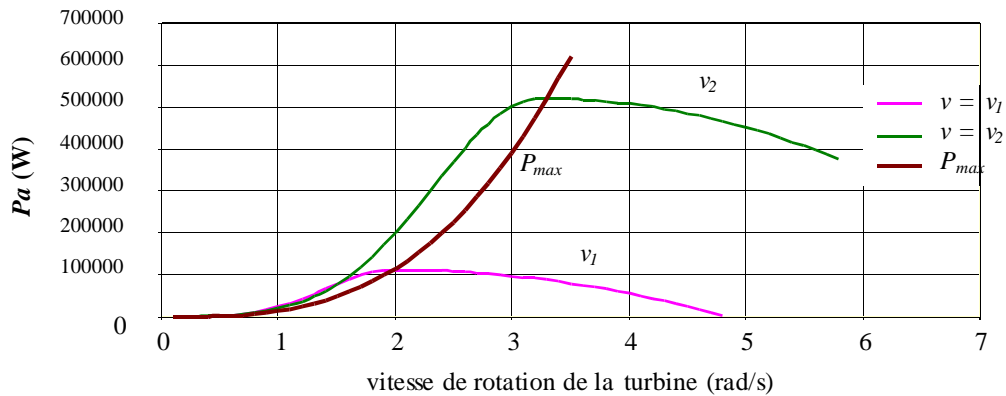


Figure.1. 22: Puissance aérodynamique de la turbine en fonction de la vitesse de rotation et de la vitesse du vent.

b) Contrôle en pleine charge

Il est également possible de réduire la puissance captée par la turbine en faisant varier l'angle de calage. Le contrôle de l'angle de calage (pitch control en anglais), pour les éoliennes qui en sont équipées (cas considéré pour les structures étudiées dans nos travaux), permet de limiter la puissance captée par la turbine à sa valeur nominale. Il est donc employé en pleine charge. Cet angle peut varier jusqu'à 20° à 30°.

Les autres éoliennes qui ne sont pas équipées du pitch control, possèdent les autres types de contrôlés déjà traités.

1.4 Modélisation aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne

Le système mécanique complet comprend donc les éléments suivants :

- Un moyeu sur lequel sont placées les pales.
- L'axe lent (axe de la turbine).

- Le multiplicateur de vitesse (sauf pour les systèmes à attaque directe).
- L'axe rapide (rotor de la génératrice).

Nous décrivons le couplage mécanique illustré par la Figure. 1.23.

En prenant en compte les coefficients de rigidité et d'amortissement, nous obtenons les équations suivantes.

L'expression de la dynamique de la turbine est exprimée par [1.2] :

$$\begin{cases} J_T \ddot{\theta}_T = T_a - K_T \dot{\theta}_T - B_T \theta_T - T_T \\ J_g \ddot{\theta}_g = T_g - K_g \dot{\theta}_g - B_g \theta_g - T_e \end{cases} \quad (1.32)$$

L'indice T représente l'arbre lent (turbine), l'indice g l'arbre rapide (générateur).

$J_T (J_g)$: moment d'inertie de l'arbre lent (arbre rapide).

$T_T (T_g)$: couple de l'arbre lent (arbre rapide).

$\dot{\theta}_T (\dot{\theta}_g)$: vitesse de rotation de l'arbre lent (arbre rapide).

$\theta_T (\theta_g)$: angle de l'arbre lent (arbre rapide).

$B_T (B_g)$: coefficient de rigidité de l'arbre lent (arbre rapide).

$K_T (K_g)$: coefficient d'amortissement de l'arbre lent (arbre rapide).

T_{em} : couple électromagnétique de la génératrice.

On définit le rendement du multiplicateur de vitesse par :

$$\eta_g = \frac{\dot{\theta}_g}{\dot{\theta}_T} = \frac{T_T}{T_g} \quad (1.33)$$

En utilisant les équations précédentes on obtient :

$$J_T \ddot{\theta}_T = T_a - K_T \dot{\theta}_T - B_T \theta_T - T'_e \quad (1.34)$$

Avec :

$$\begin{cases} J = J_T + \eta_g^2 J_g \\ K = K_T + \eta_g^2 K_g \\ B = B_T + \eta_g^2 B_g \\ T'_e = \eta_g T_e \end{cases} \quad (1.35)$$

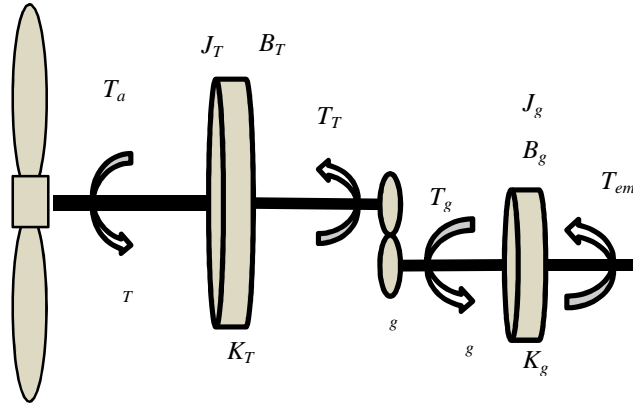


Figure.1. 23: Structure mécanique à deux axes de la turbine éolienne

Etant donné que la rigidité est très faible, elle peut être négligée. L'expression de la dynamique de la turbine devient alors [22] :

$$J_T \ddot{\theta} = T_a - K_T \theta - T'_e \quad (1.36)$$

Remarque.1.1 : Le moment d'inertie de l'ensemble moyeu – pales représente à lui seul, en prenant comme exemple les éoliennes à base de machines asynchrones, 90% du moment d'inertie global, alors que celui de la génératrice est de l'ordre de 6 à 8%. Le reste (2 à 4%) correspond au moment d'inertie du multiplicateur de vitesse.

1.5 Contraintes à respecter

Les objectifs de la commande de l'aérogénérateur sont les mêmes que ceux des fabricants des éoliennes, à savoir :

- La qualité de la puissance électrique produite ;
- Les charges mécaniques subies par le train de puissance;

- Le rendement énergétique ;
- La robustesse des algorithmes de commande conçus.

1.5.1 La qualité de l'énergie

La qualité de l'énergie produite est un vaste concept qui recouvre à la fois la continuité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Les facteurs qui sont susceptibles d'affecter la qualité de l'énergie sont :

- La variation de fréquence ;
- Les fluctuations de tension ;
- Les creux de tension ;
- Les courants ou tensions harmoniques ;
- Le déséquilibre.

1.5.2 Les charges mécaniques

La fatigue des éléments d'une éolienne est principalement liée aux forces externes subies par la fluctuation de ces éléments à leur fréquence de résonance. La commande de l'éolienne doit permettre de diminuer l'ensemble de ces efforts pour augmenter la fiabilité et donc la disponibilité de l'aérogénérateur et ainsi alléger l'ensemble des composants.

Les charges principales sont subies par les pales, la tour et le train de puissance. La conception des algorithmes de commande doit donc prendre en compte la diminution des efforts mécaniques sur ces composants. L'objectif en termes de réduction de charges sera donc de diminuer les conséquences des variations des efforts externes subis par le train de puissance et d'amortir les oscillations de ce même train de puissance.

1.5.3 Le rendement énergétique

La puissance qui peut être captée par une aéroturbine est proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Ainsi, les variations du vent ont une grande influence sur le potentiel de puissance qu'on peut recueillir dans le système.

En charge partielle, l'objectif est de capter le maximum d'énergie possible. Un rendement énergétique maximal est assuré par un rendement aérodynamique maximal. Ce rendement dépend de la vitesse spécifique (rapport entre la vitesse en bout de pale et la vitesse du vent). Pour optimiser la capture d'énergie, la vitesse de rotation du rotor doit s'adapter à la vitesse du vent afin que la vitesse spécifique soit optimale.

En charge totale, l'objectif est de limiter la puissance captée dans le vent à la valeur correspondante à la puissance nominale de la machine.

1.5.4 La robustesse

Une commande robuste doit pouvoir résister aux changements d'environnement : système, perturbations ou bruits.

1.6 Impacts de l'intégration de GED dans les réseaux électriques

Nous nous intéressons ici à l'intégration de l'énergie éolienne en tant que Générateur d'Energie Dispersé (GED), c'est-à-dire raccordé au réseau de distribution. Ces réseaux à la base non conçus pour recevoir des producteurs voient donc leur fonctionnement se modifier et laisse apparaître des problèmes liés à la tension. De plus ces nouveaux producteurs considérés comme marginaux par rapport aux moyens de production classique possèdent des critères de connexion particuliers qui peuvent, à partir d'un certain taux de pénétration, impacter la stabilité en fréquence du système électrique.

Jusqu'à l'arrivée de normes imposées à la génération éolienne, les parcs éoliens n'avaient qu'une seule contrainte: produire quand il était possible de produire. De plus, le plan de protection était fait de telle sorte qu'en cas de défaut (par exemple en Espagne, si la tension au point de raccordement chutait à moins de $0.85U_n$), le parc était déconnecté du réseau puis arrêté. Ceci avait comme conséquence pour l'opérateur de réseau de subir un défaut entraînant la déconnexion du parc, ainsi qu'une absence de production éolienne de l'ordre de quelques minutes, le temps de redémarrer puis de reconnecter les éoliennes.

1.6.1 Impacts sur la tension

Les réseaux de distribution avaient pour rôle de fournir l'énergie électrique puisée sur le réseau de transport et de l'acheminer vers les consommateurs. Les flux de puissance étaient alors unidirectionnels. Les moyens de contrôle mis en œuvre permettaient de maintenir la tension dans sa plage contractuelle de fonctionnement sur l'ensemble du réseau. Bien qu'il existait déjà des moyens de production raccordés sur ces réseaux, ceux-ci restaient marginaux et n'affectaient pas le bon fonctionnement de ce système. L'insertion de GED grandissant, celle-ci est à l'origine de divers problèmes impactant le fonctionnement de ces réseaux. Les flux de puissance deviennent bidirectionnels, les systèmes de contrôle existants ne sont plus à même de pouvoir garantir le plan de tension à tout instant, et les systèmes de protection sont affectés par la modification du courant de court-circuit [1.23].

Concernant les problèmes de tension, il est possible d'utiliser les GED pour absorber ou produire de la puissance réactive afin de participer au réglage de tension. De nombreuses études ont été menées pour faire face aux problèmes de tension dans les réseaux de distribution dus à l'intégration de GED. Des contrôles de GED en puissance et en tension existent déjà : le principe de ceux-ci diffère en fonction du type de GED utilisée à savoir le raccordement direct d'une machine synchrone ou la présence d'un interfaçage d'électronique de puissance [1.24].

1.6.2 Impacts sur la fréquence

Avant, les parcs éoliens n'étaient pas tenus de rester connectés suite à des variations de fréquence. En France par exemple leur domaine de fonctionnement en fréquence était compris entre 49,5 Hz et 50,5 Hz : au-delà de cette plage de fréquence les éoliennes pouvaient se découpler du réseau [1.25].

En plus de cela, la majorité de la production éolienne n'était pas visible par les opérateurs de réseaux et ces derniers n'avaient aucun moyen de contrôler directement leur couplage ou découplage.

Actuellement, étant donné que le taux de pénétration des éoliennes dans les réseaux est de plus en plus significatif, les normes exigent que les parcs éoliens restent connectés au réseau lors d'une variation importante de fréquence.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu sur les différentes structures d'éoliennes, les paramètres caractéristiques de la conversion aérodynamique, les forces en action, et les techniques de contrôles en vigueur.

Un accent particulier été mis sur l'optimisation de l'extraction de la puissance éolienne, indépendamment de la vitesse intermittente du vent. Au niveau de la turbine, le contrôle est souvent assuré par la commande de l'angle de calage, tandis que le contrôle au niveau de la génératrice dépend de la génératrice utilisée. Dans notre cas, la commande des convertisseurs de la GADA permet de fixer la vitesse optimale correspondant à la puissance aérodynamique maximale, en fonction de la vitesse du vent.

Aujourd'hui la tendance va vers des structures entièrement interfacées (convertisseurs statiques) avec ou sans multiplicateur de vitesse suivant le type de la machine. Cette solution a l'avantage de pouvoir optimiser au mieux la production d'énergie et offre grâce à son interface une grande souplesse d'adaptation aux conditions techniques de raccordement. Si l'on considère une vision plus lointaine, le multiplicateur de vitesse qui est source de nombreux incidents tendra à disparaître ou être fortement réduit. En attendant la GADA demeure la solution technique la plus adaptée aux éoliennes à vitesse variable.

Enfin, nous avons discuté des contraintes que toute éolienne intégrée au réseau doit satisfaire, notamment, la qualité de la puissance produite, les charges mécaniques subies par l'arbre, le rendement énergétique et la robustesse des algorithmes de commande conçus.

Bibliographie.1

- [1.1] N. Laverdure, Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires, Thèse de Doctorat en Génie Électrique de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 2005.
- [1.3] H. Vihriala, Control of variable speed wind turbines, thèse de doctorat de l'université de Tampere, Finlande, 2002
- [1.4] JL. Rodríguez-Amenedo, Analysis dinamico y diseño del sistema de control de aeroturbinas de velocidad variable con generador asincrono de doble alimentacion, thèse de doctorat de l'université Carlos III de Madrid, 2000.
- [1.5] A.Teninge, Particiaption aux services système de parcs éoliens mixtes: application en milieu insulaire, Thèse de Doctorat, L'Institut polytechnique de Grenoble, 2009.
- [1.6] A. Betz, Wind Energy and its Use by Windmills. 1926.
- [1.7] Z. Lubosny, Wind turbine operation in electric power systems, Ed Springer, 2003.
- [1.8] E. Hau, Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics, Ed Springer, 2000
- [1.9] L. Moreau, Modélisation, conception et commande de génératrices à reluctance variable basse vitesse, Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2005.
- [1.10] E.A. Bossanyi, The design of closed loop controllers for wind turbines, Wind Energy, vol. 3, pp. 149-163, 2000.
- [1.11] H. Camblong, Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable, Thèse de Doctorat, ENSAM, 2003.
- [1.12] B. Raison et al., L'énergie électrique éolienne, Partie I : Présentation générale et approche probabilistique, Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 5/3-4, pp. 405-484, 2002.

- [1.13] A.S. Neris et al., A variable speed wind energy conversion scheme for connection to weak AC systems, *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, n°1, pp. 122-127, March 1999.
- [1.14] N. Abu-Tabak, *Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : modélisation, commande, observation et simulation*, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2008.
- [1.15] RS. Pena, JC. Clare, GM. Asher, Doubly-fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy conversion, *IEE Proceedings on Power Applications*, vol. 143, no. 3, 1996.
- [1.16] S. Bhowmik, R. Spée, JHR. Enslin, Performance Optimization for Doubly Fed Wind Power Generation Systems, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 4, 1999.
- [1.17] JL. Rodríguez-Amenedo, S. Arnalte, JC. Burgos, Automatic Generation Control of a Wind Farm with Variable Speed Wind Turbines”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, 2002.
- [1.18] B. Beltran, *Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur*, thèse de doctorat, université de Bretagne Occidentale, 2010.
- [1.19] V. Rogez, *modélisation simplifiée de source de production décentralisée pour des études de dynamique des réseaux. Application à l’intégration d’une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire*, thèse de doctorat, université de Lille, 2004.
- [1.20] Zhe C, Guerrero JM, Blaabjerg F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Transactions on Power Electronics*; 24:1859–75, 2009.
- [1.21] A.I. Bratcu, I. Munteanu, S. Bacha, B. Raison, Maximum Power Point Tracking of Grid-connected Photovoltaic Arrays by Using Extremum Seeking Control, *Control Engineering and Applied Informatics – Romanian Society of Control Engineering and Technical Informatics*, ISSN 1454-8658, Vol. 10, no. 4, 2008.

- [1.22] B. Boukhezzar et al., Multivariable control strategy for variable speed variable pitch wind turbine, *Renewable Energy*, vol. 2, pp. 1273-1287, 2007.
- [1.23] J.F. Canard, Impact de la génération d'énergie dispersée dans les réseaux de distribution, Thèse de doctorat de l'INPG, Décembre 2000.
- [1.24] R. H. Lasseter, Control of distributed resources, *Symp. Proc., Bulk-Power Power Systems Dynamics and Control IV Restructuring*, 323-329, Santorini (Grecia), August 1998.
- [1.25] Arrêté du 17 mars 2003 relatif aux prescriptions techniques de conception et de fonctionnement pour le raccordement à un réseau public de distribution d'une installation de production d'énergie électrique, *Journal officiel de la République Française* 2003.
- [1.26] M.E.H. Benbouzid, The state of the art of generators for wind energy conversion systems, in *Proceedings of the ICEM'06, Chania (Greece)*, September 2006.
- [1.27] T. Ackermann, An overview of wind energy – Status 2002, *Renewable & Sustainable Energy Reviews*, vol. 6, pp. 67-128, 2002.
- [1.28] A. Diop, Contribution au développement d'un simulateur électromécanique d'aérogénérateurs: Simulation et commande en temps réel d'une turbine de puissance moyenne à angle de calage variable, Thèse de Doctorat de l'Université du Havre, 1999.
- [1.29] A. Diop, C. Nichita, J.J. Belhache, B. Dakyo, B. Ceanga, Modelling Variable Pitch HAWT Characteristics for Real Time Wind Turbine Simulator, *Wind Engineering Journal*, vol 23, no. 4, p. 225-243, 1999

Chapitre 2

Mise en équation de la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA)

2.1 Introduction

Pour être classée comme machine à double alimentation, les enroulements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone doivent être reliés à des sources d'énergie. Généralement, une de ces sources est reliée à l'enroulement du rotor à travers des convertisseurs de puissance. L'autre source (réseau), raccordée directement au stator, a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées [2.7].

La génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) est de loin la machine électrique la plus utilisée pour produire de l'électricité dans les éoliennes. Elle offre de nombreux avantages par rapport aux autres types de générateurs. L'avantage principal est qu'elle permet de maintenir l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie à une valeur constante, quelle que soit la vitesse du vent. De ce fait, le générateur à double alimentation peut être directement connecté au réseau d'alimentation et reste synchronisé en tout temps avec le réseau électrique. D'autres avantages comprennent la capacité de contrôler le facteur de puissance (maintenir le facteur de puissance à l'unité par exemple), avec des équipements d'électroniques de puissance d'une taille réduite [2.24], [2.26].

Un générateur asynchrone à double alimentation offre un meilleur rendement en termes de conversion de l'énergie éolienne, comparé aux autres types de générateurs. Il assure, également, une amélioration significative aux réseaux du transport en ce qui concerne le contrôle de la tension, les performances dynamiques et l'amortissement [2.25].

Les générateurs à induction ordinaires présentent certaines faiblesses telles que l'absorption de puissance réactive et l'instabilité de la tension pendant la variation de la vitesse rotorique. Une grande partie de ces problèmes est résolue par l'adoption de la génératrice asynchrone à double alimentation avec les convertisseurs électroniques de puissance associés [2.1], [2.2]. Ces derniers permettent de générer des grandeurs électriques de fréquence, de tension et de courant variables, tout en assurant un rendement élevé. Tandis que l'électronique numérique de commande facilite l'implantation de puissants algorithmes de contrôle en temps réel.

La particularité de la GADA est que la puissance générée par le convertisseur côté rotor n'est qu'une fraction de la puissance totale fournie par son stator connecté directement au réseau électrique [2.3], [2.4] et [2.5]. Par conséquent, la taille, le coût et les pertes du convertisseur de puissance à charge partielle sont plus avantageux que pour un convertisseur utilisé à pleine charge. La GADA offre également un contrôle flexible et stable [2.24].

Les générateurs à induction à double alimentation ont des caractéristiques spécifiques leur permettant de fonctionner à des vitesses légèrement au-dessus ou au-dessous de leur vitesse synchrone normale. Cette caractéristique inhérente aux machines asynchrones est exploitée dans les grandes éoliennes à vitesse variables, du fait que la vitesse du vent est aléatoire.

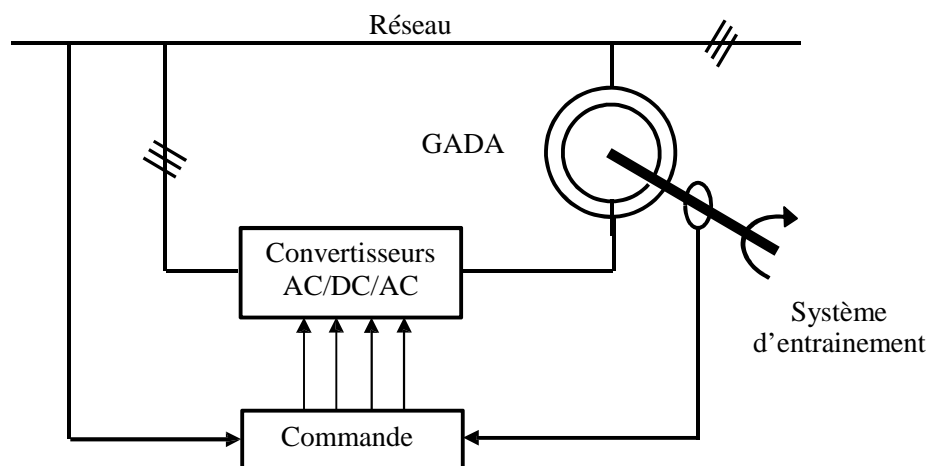


Figure2. 1 : Schéma d'alimentation typique de la GADA

La réglementation en vigueur exige que les éoliennes restent connectées au réseau électrique pendant les chutes de tension du réseau. C'est dans ce sens que de nombreux travaux de

recherche se sont concentrés sur l'étude de la réponse dynamique des parcs éoliens pendant et après l'élimination du défaut sans déconnexion du réseau [2.6].

Quand un coup de vent percute une éolienne, les pales ont tendance à accélérer, mais cette accélération est impossible dans le cas d'un générateur synchrone, la vitesse étant imposée par la fréquence du réseau. Par conséquent, de grandes forces mécaniques s'appliquent sur l'arbre, le transmetteur de vitesse et la génératrice. Ceci cause, progressivement, la réduction de la qualité et l'usure prématurée des équipements. Par contre, si la variation immédiate de la vitesse de la turbine éolienne est permise en fonction de la vitesse du vent et indépendamment de la fréquence du réseau, les contraintes mécaniques sont moins intenses et le surplus de puissance du vent est converti en puissance électrique utile [2.12], [2.13].

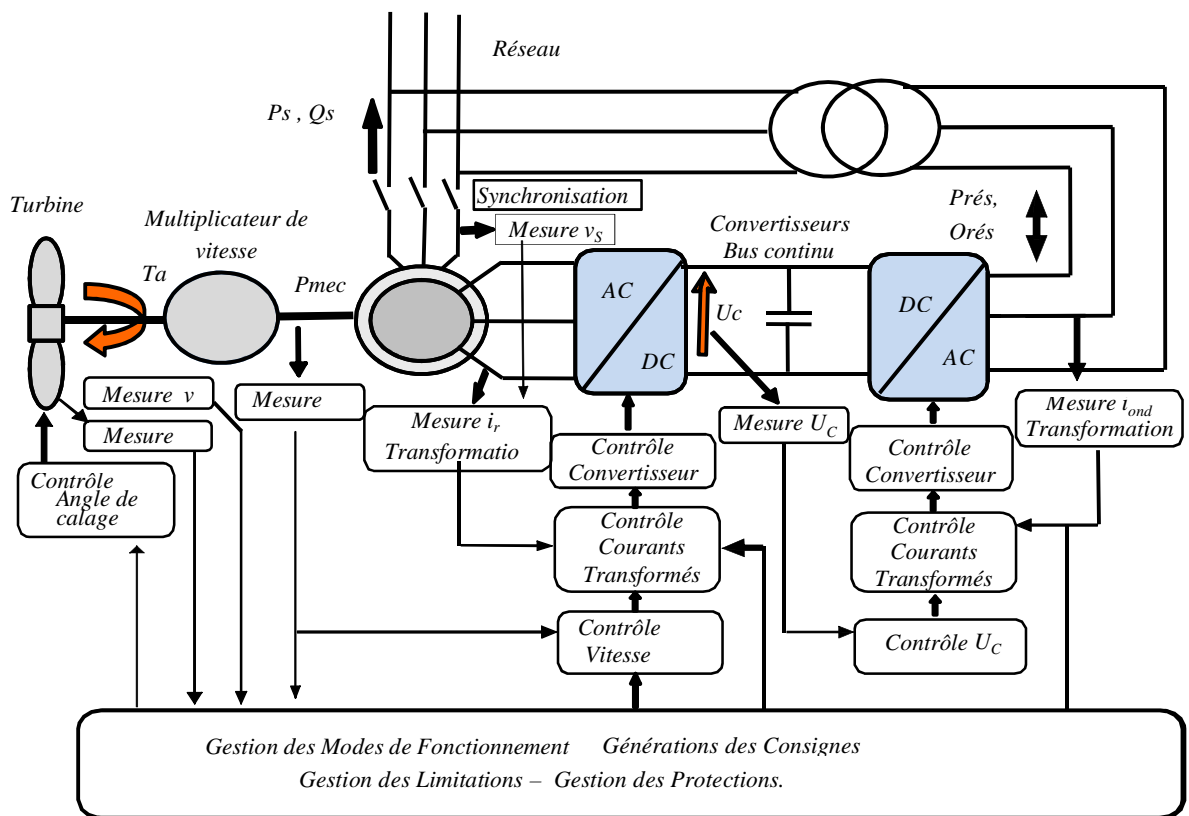


Figure2. 2 : Différent blocs de commande de la GADA

En dépit du nombre important de méthodes de contrôle, comme le contrôle Backstepping [2.16], le système de commande le plus populaire et le plus pratique des GADA demeure le contrôle à orientation du flux basé sur les régulateurs PI.

Le principe de base de la commande vectorielle est de séparer la composante du courant responsable de la production du couple et celle responsable de la production du flux, de telle sorte qu'elles soient magnétiquement découplées. L'objectif est de reproduire le fonctionnement d'une machine à courant continu, autrement dit commander le flux et le couple d'une manière séparée [2.17], [2.19]. En outre, le convertisseur côté rotor est utilisé pour améliorer les performances des fonctionnements transitoire et statique de la GADA [2.20], tandis que le convertisseur côté réseau est responsable de maintenir constante la tension du bus continu [2.21], [2.23].

2.2 Généralités sur la GADA

2.2.1 Domaines d'application de la GADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la GADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens [2.8]. De plus, le fonctionnement en générateur présente la GADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tel que [2.9] :

- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variables ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

On note que les applications de la GADA en moteur (MADA) sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage.

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que [2.10] :

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;

- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- Les applications de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... .

2.2.2 Avantages de la GADA

Comme les autres machines, la GADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs : sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou d'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.
- La mesure des courants au stator et au rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse.
- Dans la GADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de faible puissance. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement.
- L'utilisation d'une GADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [2.9].

- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la GADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [2.9].
- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau.
- La GADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances [2.11].
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [2.15].

2.2.3 Inconvénients de la GADA

La GADA est une machine asynchrone; le premier inconvénient est, donc, sa nature non linéaire. Ceci implique la complexité de sa commande. On cite, également, les quelques inconvénients suivants :

- Elle est plus longue à causes des balais.
- Elle est plus volumineuse qu'une machine à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire [2.22].
- Commande complexe.

2.2.4 Répartition des puissances

Dans le cas d'un moteur à cage ou à rotor bobiné relié à une charge résistive, la répartition des puissances est bien connue. Mais comment se répartit la puissance dans une machine asynchrone reliée à deux sources ?

La figure 2.3 illustre la répartition des puissances d'une GADA. Elle montre que la puissance P_s est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement (gP_{tr}) est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme (mode hyper synchrone).

- P_{js} : Pertes joules statoriques.
- P_f : Pertes fer.
- P_{tr} : Puissance transmise du rotor au stator.
- P_{jr} : Pertes joules rotoriques
- P_v : Pertes mécaniques.
- P_L : Puissance d'entraînement.
- P_m : Puissance mécanique.
- $P_{rés}$: Puissance échangée entre le rotor et la source.

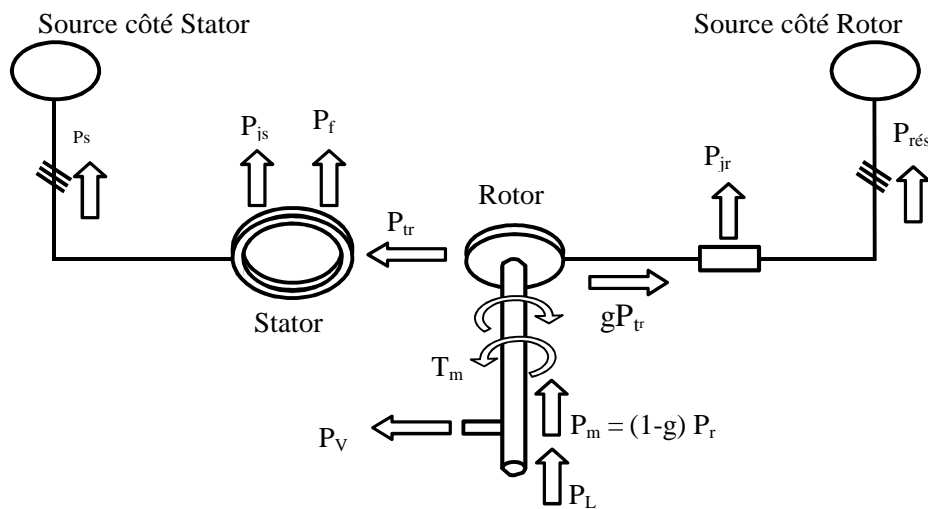


Figure2. 3 : Répartition des puissances pour une GADA en mode hyper synchrone

2.3 Modélisation et mise en équation de la GADA

2.3.1 Hypothèses simplificatrices et conventions

La machine asynchrone a fait, les dernières décennies, l'objet de nombreuses études. Elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse, de construction simple et de maintenance

réduite, en particulier lorsqu'il s'agit de la machine asynchrone à cage d'écuriel. Cette dernière est la machine la plus utilisée pour obtenir de la puissance mécanique à partir du réseau alternatif. Cependant, elle présente un système d'équations très complexe qui exige un recours aux calculs matriciels.

Par conséquent, la théorie générale a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée, en les ramenant à un modèle unique dit "machine primitive". Ce modèle est caractérisé par un système d'axes en quadratures indicé (d,q) [2.28], dans la mesure où l'on admet comme première approximation les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La saturation dans le circuit magnétique est négligée, cela permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, afin de négliger les courants de Foucault.
- Les pertes par hystérésis et effet de peau sont négligées.
- L'épaisseur de l'entrefer est considérée constante sur toute la périphérie de la machine, en négligeant l'effet des encoches.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases est à répartition sinusoïdale, ce qui revient à ne considérer que la fondamentale. Ce qui signifie que le flux d'enroulement à travers chaque phase et l'inductance mutuelle entre un enroulement rotorique et statorique suivent une loi sinusoïdale en fonction de l'angle rotorique.
- De même, la machine est considérée comme symétrique et équilibrée.

Dans ce chapitre, nous décrivons le modèle triphasé de la machine et le modèle biphasé équivalent utilisant les hypothèses simplificatrices mentionnées ci-dessus.

2.3.2 Mise en équations de la machine asynchrone triphasée

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit [2.28], [2.29], [2.30] :

2.3.2.1 Équations électriques

$$[v_s] = \frac{d[W_s]}{dt} + R_s[i_s] \quad (2.1)$$

$$[v_r] = \frac{d[W_r]}{dt} + R_r[i_r] \quad (2.2)$$

Où $[v_s] = (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})^t$ et $[v_r] = (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc})^t$ représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques respectivement.

$[i_s] = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})^t$ et $[i_r] = (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})^t$ sont les vecteurs des courants traversant ces phases.

$[W_s] = (W_{sa}, W_{sb}, W_{sc})^t$, $[W_r] = (W_{ra}, W_{rb}, W_{rc})^t$ correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques (respectivement).

2.3.2.2 Équations magnétiques

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous la forme matricielle condensée s'écrivent:

$$[W_s] = [L_s][i_s] + [M_s][i_r] \quad (2.3)$$

$$[W_r] = [L_r][i_r] + [M_r][i_s] \quad (2.4)$$

avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$[M_s] = M_s \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} = [M_r]^T \quad (2.7)$$

θ_r : angle entre la phase a du stator et celle du rotor. ($\dot{\theta}_r = d\theta_r/dt$)

$l_s, (l_r)$: inductance propre d'une phase statorique (rotorique),

$M_s (M_r)$: inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques).

M_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.

2.3.2.3 Transformation de PARK

Le premier pas dans l'analyse de la génératrice asynchrone est l'établissement des équations de la machine dans un repère de référence arbitraire qui tourne à une vitesse par rapport au stator [2.14].

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé (a,b,c) au système biphasé à deux axes fictifs (d,q) en quadrature équivalents, comme illustré à la Figure 2.4.

De ce fait, il est donc possible de définir une matrice $[A]$, permettant le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dqo} (assurant la conservation de la puissance) comme suit :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

θ : étant l'angle entre la phase a du stator et l'axe d du référentiel.

Les courants, tensions et flux dans le nouveau repère sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La transformation $[A]$ peut s'effectuer à partir de deux transformations successives :

- la première transforme l'enroulement triphasé en un enroulement équivalent bipolaire dans un repère fixe (r,s,o) (Figure 2.4). Elle est donnée par :

$$[A_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

- la deuxième consiste en une rotation des axes du repère (α,β) d'un angle quelconque θ pour donner le référentiel tournant. Elle est donnée par :

$$[A_2] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

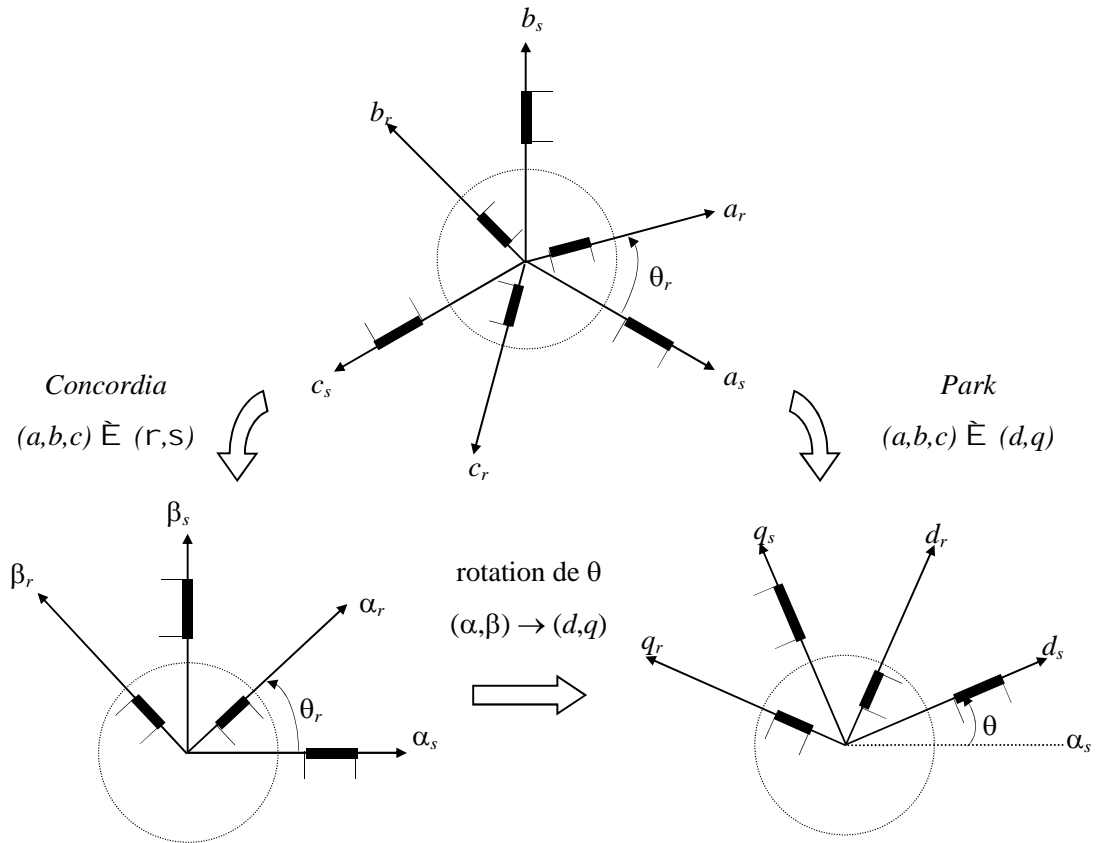


Figure2. 4: Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée

2.3.2.4 Équations de la machine biphasée équivalente

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, dont le but est de rendre la matrice impédance indépendante de la variable θ .

Les équations électriques et magnétiques donnent alors le système suivant :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} W_{sd} - \check{S}_a W_{sq} & ; & \quad v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} W_{rd} - (\check{S}_a - \check{S}_r) W_{rq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} W_{sq} + \check{S}_a W_{sd} & ; & \quad v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} W_{rq} + (\check{S}_a - \check{S}_r) W_{rd} \end{aligned} \quad (2.12)$$

et :

$$\begin{aligned} W_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} & ; & & W_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ W_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} & ; & & W_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{aligned} \quad (2.13)$$

En posant:

$\tilde{\omega}_a = d_{\prime}/dt$: la vitesse de rotation du référentiel/stator.

$\tilde{\omega}_r = p\tilde{\omega}_g = p\tilde{\omega}_{\prime}/dt$: la vitesse électrique de rotation du rotor/stator.

L_s, L_r : inductances propres cycliques du stator et du rotor respectivement.

$L_s = l_s - M_s$ et $L_r = l_r - M_r$.

M : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor, $M = 3/2 M_{sr}$.

2.3.2.5 Équations mécaniques :

$$T_{em} - T_r - f_r \tilde{\omega}_g = J \frac{d}{dt} \tilde{\omega}_g \quad (2.14)$$

Avec T_{em} , T_r , f_r , J : le couple électromagnétique, le couple résistant, le coefficient de frottement visqueux et le moment d'inertie (respectivement).

Les différentes expressions du couple T_{em} peuvent être résumées comme suit:

$$\begin{cases} T_e = \frac{p}{L_s L_r - M} (W_r W_{s_1} - W_r W_{s_1}) \\ T_e = \frac{p}{L_s} (i_r W_{s_1} - i_r W_{s_1}) \\ T_e = p (i_r i_{s_1} - i_r i_{s_1}) \\ T_e = \frac{p}{L_r} (W_r i_{s_1} - W_r i_{s_1}) \end{cases} \quad (2.15)$$

p : nombre de paires de pôles.

2.3.2.6 Définition des différents référentiels

Il existe trois possibilités de référentiels dans la pratique. Le choix se fait en fonction du problème étudié.

Parmi les relations que nous venons de présenter, les seules qui soient affectées par le choix du référentiel sont les équations (2.12).

- **Référentiel fixe par rapport au stator**

Il se traduit par la condition : $\omega_a = 0$.

Les équations électriques prennent ainsi la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} W_{sd} & v_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} W_{rd} + \check{S}_r W_{rq} \\
 v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} W_{sq} & v_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} W_{rq} - \check{S}_r W_{rd}
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

Le référentiel fixe est intéressant lorsqu'on veut étudier la variation de la fréquence d'alimentation, associée ou non à la variation de la vitesse de rotation.

○ **Référentiel fixe par rapport au rotor**

Il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse du rotor, c.à.d. $\check{S}_a = \check{S}_r$.

Les équations électriques sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} W_{sd} - \check{S}_r W_{sq} & v_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} W_{rd} \\
 v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} W_{sq} + \check{S}_r W_{sd} & v_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} W_{rq}
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

○ **Référentiel fixe par rapport au champ tournant**

Ce référentiel tourne à la vitesse de synchronisme, c-à-d $\check{S}_a = \check{S}_s$.

Les équations électriques du moteur sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} W_{sd} - \check{S}_s W_{sq} & v_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} W_{rd} - (\check{S}_s - \check{S}_r) W_{rq} \\
 v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} W_{sq} + \check{S}_s W_{sd} & v_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} W_{rq} + (\check{S}_s - \check{S}_r) W_{rd}
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par convertisseur statique de fréquence, et aussi lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné [2.29].

2.3.2.7 Orientation du flux selon le champ statorique

En choisissant un référentiel d - q lié au champ tournant statorique et en alignant le vecteur flux statorique avec l'axe d , nous pouvons simplifier les équations et écrire que :

$$\begin{cases} W_s = W_s \\ W_s = 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

L'expression du couple électromagnétique devient donc :

$$T_e = \frac{p}{L_s} (-i_r W_s) \quad (2.20)$$

Dans l'hypothèse où le flux W_{sd} est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique de la génératrice (et par conséquent la puissance active) uniquement dépendante du courant rotorique d'axe q .

Dans le repère triphasé (a,b,c) la tension aux bornes d'une phase i du stator s'exprime par la relation générale :

$$v_s = \frac{dW_s}{dt} + R_s i_s \quad (2.21)$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique, ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et de forte puissance utilisées dans l'éolien, cette relation devient :

$$v_s = \frac{dW_s}{dt} \quad (2.22)$$

La relation montre qu'un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur tension statorique et qu'il est en avance de $\pi/2$ par rapport au vecteur tension. On peut alors écrire que (toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant) :

$$\begin{cases} v_{s_i} = 0 \\ v_{s_i} = v_s = \omega_s W_s = \omega_s W_s \end{cases} \quad (2.23)$$

En s'alignant sur le repère choisi et en utilisant les simplifications ci-dessus inhérentes à ce repère, nous pouvons simplifier les équations des tensions et des flux statoriques comme suit :

$$W_s = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (2.24)$$

$$0 = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad (2.25)$$

Nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$i_{s_i} = \frac{W_s}{L_s} - \frac{M i_r}{L_s} \quad (2.26)$$

$$i_{s_i} = -\frac{M i_r}{L_s} \quad (2.27)$$

o Puissances statoriques

Dans un repère biphasé quelconque, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} P_s = v_{s_i} i_{s_i} + v_{s_i} i_{s_i} \\ Q_s = v_{s_i} i_{s_i} - v_{s_i} i_{s_i} \end{cases} \quad (2.28)$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices considérées dans notre cas donne :

$$\begin{cases} P_s = v_s i_{s_i} \\ Q_s = v_s i_{s_i} \end{cases} \quad (2.29)$$

En remplaçant les courants par 2.26 et 2.27, nous obtenons :

$$P_s = -v_s \frac{M i_r}{L_s} \quad (2.30)$$

$$Q_s = \frac{v_s W_s}{L_s} - \frac{v_s M i_r}{L_s} \quad (2.31)$$

En approximant le flux statorique par v_s / ω_s , l'expression de la puissance réactive devient alors:

$$Q_s = \frac{v_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{v_s M i_r}{L_s} \quad (2.32)$$

○ **Tensions rotoriques en fonction des courants rotoriques**

En remplaçant les courants statoriques dans (2.13), nous obtenons les flux rotoriques suivants :

$$W_r = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_r + \frac{v_s M}{\omega_s L_s} \quad (2.33)$$

$$W_r = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_r \quad (2.34)$$

Nous obtenons alors les tensions rotoriques suivantes:

$$v_r = R_r i_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_r}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_r \quad (2.35)$$

$$v_r = R_r i_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_r}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_r + g \omega_s \frac{v_s M}{\omega_s L_s} \quad (2.36)$$

En régime permanent, nous pouvons donc écrire que :

$$v_r = R_r i_r - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_r \quad (2.37)$$

$$v_r = R_r i_r + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_r + g \omega_s \frac{v_s M}{\omega_s L_s} \quad (2.38)$$

○ **Courants rotoriques**

En utilisant le coefficient de dispersion †, on obtient:

$$\dagger = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) \quad (2.39)$$

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{\dagger L_r} (v_r - R_r i_r + g \omega_s \dagger L_r i_r - \frac{M}{L_s} \frac{dW_s}{dt}) \quad (2.40)$$

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{\dagger L_r} (v_r - R_r i_r - g \omega_s \dagger L_r i_r - g \omega_s \frac{M}{L_s} W_s) \quad (2.41)$$

○ **Puissances rotoriques**

$$P_r = R_r (i_r^2 + i_r^2) + g \omega_s \frac{v_s M}{\omega_s L_s} i_r \quad (2.42)$$

$$Q_r = g \omega_s \dagger L_r (i_r^2 + i_r^2) + g \omega_s \frac{v_s M}{\omega_s L_s} i_r \quad (2.43)$$

On peut en déduire la puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la machine :

$$Q_m = Q_s + \frac{Q_r}{y} = \omega_s \uparrow L_r (i_r^2 + i_r^2) + \frac{v_s^2}{\omega_s L_s} \quad (2.44)$$

Dans le cas de la GADA, les équations montrent qu'il est possible de contrôler les grandeurs statoriques par l'intermédiaire des courants rotoriques (grâce aux approximations possibles). La composante d'axe (q) du courant transformé i_{rq} permet ainsi de contrôler la puissance active (donc le couple) et la composante d'axe (d) du courant transformé i_{rd} , la puissance réactive ou plus exactement l'état magnétique de la machine.

Remarque.2.1: Les pertes magnétiques sont insérées dans les modèles de simulation à partir des calculs des modules des flux et des paramètres déduits d'informations des constructeurs:

$$P_s = \frac{(\omega_s W_s)^2}{R_s} \quad (2.45)$$

$$P_r = \frac{(g \omega_s W_r)^2}{R_r} \quad (2.46)$$

2.3.2.8 Angles nécessaires aux transformations

La Figure 2.5 montre la disposition des angles dans le système d'axe choisi. Pour déterminer l'angle de la transformation de Park θ_{s} pour les grandeurs statoriques, une méthode simple consiste à mesurer les tensions statoriques, à les faire passer dans un repère biphasé et d'en extraire la phase que forme le vecteur tension avec l'axe de la première phase du stator. Afin d'aligner le flux statorique avec l'axe d , nous retranchons $\pi/2$ à cet angle. Cette méthode est fiable si les tensions statoriques sont stables en fréquence; ce qui est le cas d'une génératrice connectée au réseau (les variations de la fréquence sont très faibles). Dans le cas de fluctuations du réseau, nous pouvons envisager l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL : Phase Locked Loop en anglais) robuste permettant d'estimer la fréquence et l'amplitude de la tension réseau.

Le rotor forme lui, un angle θ_r avec la phase a du stator, l'angle nécessaire aux transformations des grandeurs rotoriques est donné par $\theta_r' = \theta_s - \theta_r$. Une mesure des tensions statoriques et un capteur de vitesse sont indispensables pour déduire ces angles de transformation.

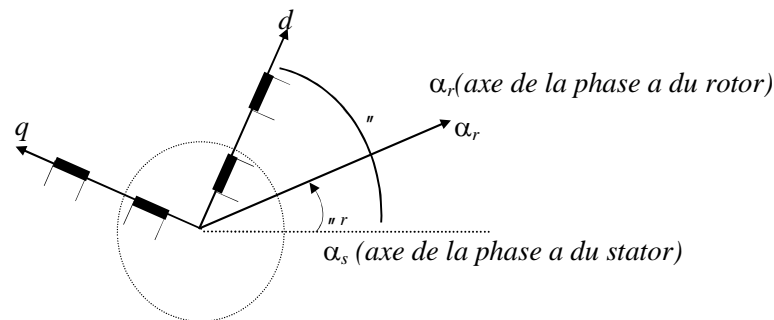


Figure2. 5 : Différents angles utilisés dans la transformation de Park

2.4 Modélisation de l'association convertisseur - machine asynchrone

Les convertisseurs statiques utilisés dans les réseaux électriques peuvent être classés en deux catégories : systèmes de compensation et systèmes d'interfaçage.

2.4.1 Systèmes de compensation

La multiplicité des charges et sources perturbantes d'une part et d'autre part, la présence de charges sensibles et/ou critiques amènent à revisiter la notion de fourniture de tension (notion de qualité d'énergie). Des systèmes de compensation sont donc nécessaires pour pallier ce type de nuisance.

Parmi les solutions mises en œuvre dans ce domaine, les systèmes de compensation à base d'électronique de puissance se présentent comme la solution la plus efficace. Ils peuvent être connectés au réseau en série ou en shunt et peuvent utiliser un mode de compensation actif ou passif. Selon leur mode de connexion, ils se comportent comme des sources de courant (cas shunt), ou comme des sources de tension (cas série). S'ils sont passifs, ils n'échangent que de l'énergie réactive avec le réseau et se comportent dans ce cas comme des impédances. S'ils sont actifs, ils peuvent échanger de l'énergie active et réactive avec le réseau.

2.4.2 Les systèmes d'interfaçage

Les systèmes d'interfaces permettent le raccordement d'une source d'énergie primaire au réseau de distribution. Cette problématique a suscité de nombreux travaux de recherche aussi bien dans les domaines des convertisseurs que dans leurs systèmes de contrôles [2.31], [2.32], [2.33].

Tableau2. 1 : Systèmes de compensation shunt et série

Type de connexion	applications
Shunt	Réduction des creux et déséquilibres de tensions, compensation harmonique de tension, réglage d'impédances de lignes et de flux de puissance...
Série	Filtrage actif de courant, réglage de plan de tension, compensation du réactif, soutien du réseau, réduction de l'effet de Flicker, équilibrage de charge...

Dans ce cas de figure, le convertisseur d'électronique de puissance a pour fonction l'adaptation des grandeurs électriques (tension, courant, fréquence...). Un système de commande permet d'assurer le contrôle des grandeurs asservies, qui peuvent être par exemple: l'optimisation de la puissance extraite du dispositif, le contrôle de grandeurs électriques, mécaniques...

L'interface de puissance a deux rôles :

- d'un côté, de respecter les contraintes liées à la connexion réseau : qualité des courants injectés, facteur de puissance, intégrer une partie des protections etc... ;
- d'un autre côté, d'exploiter au mieux les possibilités du générateur : rendement maximal ou extraction du maximum de puissance disponible de la source primaire (MPPT : *Maximum Power Point Tracking*), respect des contraintes d'exploitation, compensation des faiblesses dynamiques du générateur et de son intermittence éventuelle...

2.4.3 Modélisation d'un onduleur MLI dans le repère naturel

Le système *GADA*, adopté dans notre étude, possède une interface d'électronique de puissance (*IEP*) composée de deux onduleurs de tension à base de composants semi-conducteurs commandables IGBT contrôlés par Modulation de Largeur d'Impulsions (*MLI* ou *PWM* en anglais). Le convertisseur connecté à la génératrice (*CCG*) permet le contrôle de la conversion d'énergie éolienne, tandis que celui connecté au réseau (*CCR*) assure l'échange de puissance entre la machine et le réseau. Cet échange est unidirectionnel dans le cas de la structure MS et bidirectionnel pour la structure *GADA*.

La commande du *CCG* permet de contrôler le fonctionnement de la génératrice en imposant la tension des enroulements rotoriques, ce qui permet de contrôler le couple électromagnétique T_{em} et la puissance réactive Q_s échangée entre le stator et le réseau.

La commande du *CCR* permet de contrôler la tension du bus continu et la puissance réactive Q_r échangée entre le rotor et le réseau.

L'onduleur *CCR* peut aussi fonctionner en *D-STATCOM* (compensateur statique), pour que le système de production puisse participer aux services systèmes.

Ce choix permet d'agir sur deux degrés de liberté pour chaque convertisseur : un contrôle du flux et de la vitesse de la *GADA* du côté de la machine et un contrôle des puissances actives et réactives transitées du côté du réseau. Les avantages de cette cascade de convertisseurs sont les suivants :

- Le flux d'énergie entre le rotor et le réseau est bidirectionnel. Les limites de ce flux reposent sur la marge de variation de la vitesse de rotation. Celle-ci est imposée par les limites électriques et mécaniques du système.
- Le fonctionnement autour de la vitesse de synchronisme est adéquat.
- Il y a une faible distorsion des tensions et courants rotoriques ainsi que les courants statoriques.
- Le contrôle du couple de la génératrice est indépendant de celui de la puissance réactive injectée par le rotor.

Cette structure de conversion offre un contrôle de quatre grandeurs, à savoir le flux magnétique, la vitesse de la génératrice et les flux des puissances transitées au réseau. Cette configuration permet une variation de 100% de la vitesse en utilisant des pâles orientables. Les convertisseurs ne sont dimensionnés que pour seulement 25% de la puissance nominale de la génératrice. Les pertes dans les convertisseurs sont donc minimales. Cette structure est par conséquent la plus intéressante en termes de coût et de performances. Elle a donc été choisie comme structure de base pour la suite de nos travaux.

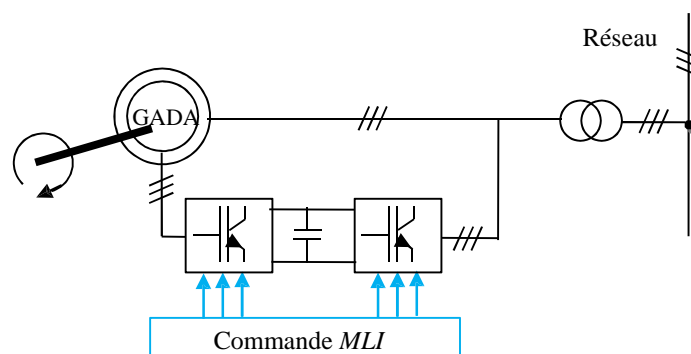


Figure 2. 6 : Interface à base d'électronique de puissance pour la génération éolienne (cas de la machine asynchrone à double alimentation).

2.4.3.1 Modèle topologique de l'onduleur de tension côté génératrice

Plusieurs approches peuvent être menées pour modéliser les dispositifs à base d'électronique de puissance. La Figure 2.7 montre la procédure de réalisation de ces modèles et leurs liens.

Les modèles grands signaux sont, généralement, non-linéaires et indépendants du point de fonctionnement. Les modèles petits signaux, quant à eux, sont linéaires mais ne sont valables qu'autour d'un point de fonctionnement. Dans le présent travail, la nécessité de réaliser les études sur des points de fonctionnement pouvant varier, fait que les modèles petits signaux ne sont pas appropriés à nos besoins. Les modèles retenus sont les modèles grands signaux.

Si un modèle de convertisseur EP traduit, dans son comportement, les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs, on le qualifie de modèle topologique [2.34], [2.27].

La démarche pour l'établissement d'un modèle topologique est la suivante :

- choix des variables d'état qui sont usuellement les courants dans les inductances et les tensions dans les condensateurs ou une combinaison linéaire de ces variables ;
- écriture des équations différentielles régissant le système en fonction de l'état des interrupteurs : en général en utilisant les lois des mailles et des noeuds pour les dérivées des variables, respectivement de type courant et de type tension ;
- mise sous forme d'un système d'équations différentielles à entrées discontinues en faisant apparaître les fonctions de commutation qui reflètent l'état des interrupteurs.

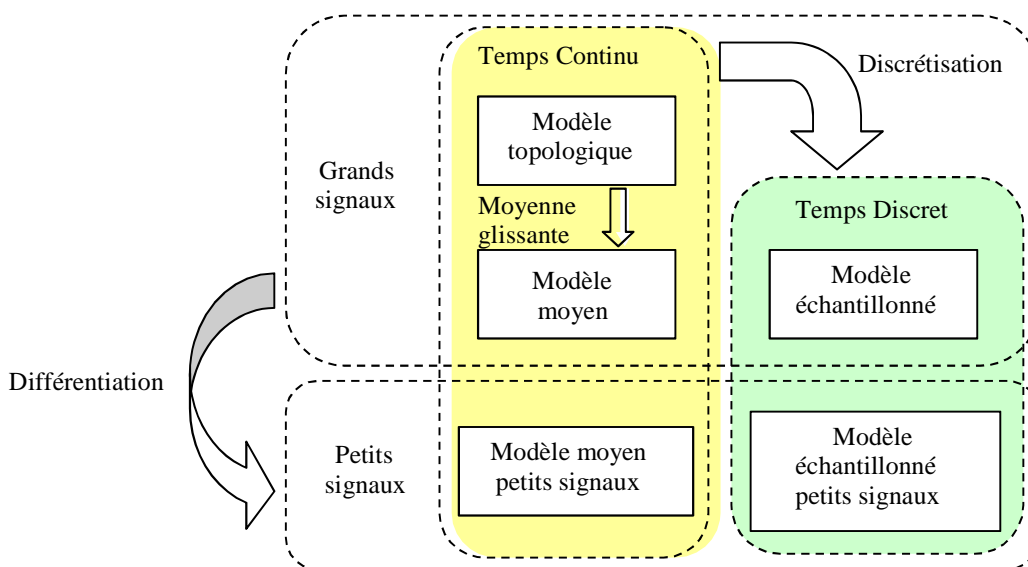


Figure2. 7 : Approches de modélisation des dispositifs d'électronique de puissance

Le modèle topologique permet une très bonne représentation du système réel car les hypothèses simplificatrices utilisées n'ont qu'un très faible impact sur la précision dans les études envisagées dans cette thèse. De plus, le temps de calcul du modèle topologique reste faible car le modèle est programmé sous forme d'équations mathématiques facilement programmables dans le simulateur.

Un onduleur de tension composé d'IGBT peut être utilisé aussi bien en mode onduleur qu'en mode redresseur. La Figure 2.8 illustre l'onduleur de tension pour un fonctionnement en mode redresseur (c'est-à-dire côté générateur).

L_r et R_r représentent respectivement l'inductance et la résistance de la source d'alimentation, c'est à dire l'enroulement rotorique de la génératrice. Pour le convertisseur côté réseau

fonctionnant en onduleur, l'inductance sera celle du filtre de réseau L_f et la résistance est celle de la ligne notée R_f . Le courant à la sortie des convertisseurs n'est pas sinusoïdal, nous ferons donc recours à un filtre.

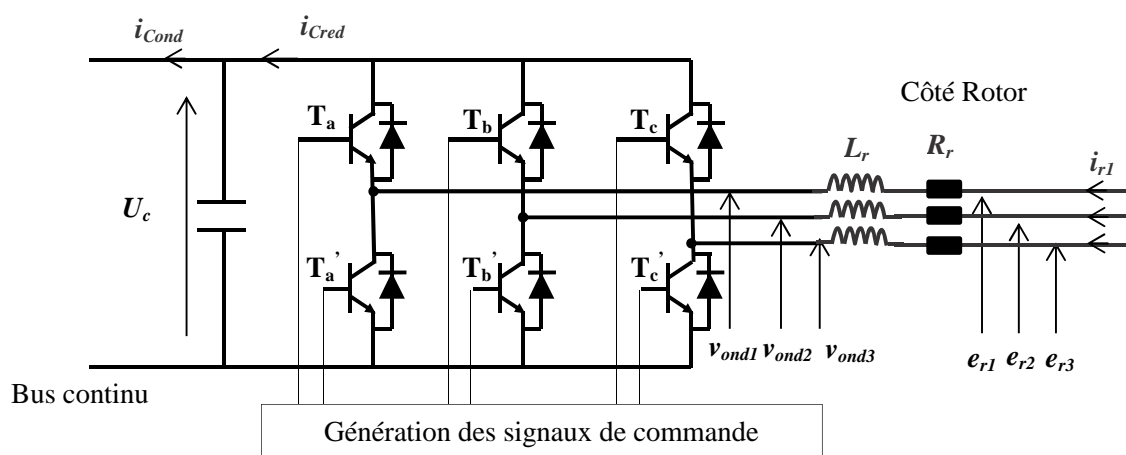


Figure2. 8 : Structure du convertisseur côté rotor

La génératrice présente des f.e.m e_{r1} , e_{r2} , e_{r3} induites dans les phases du rotor par le flux inducteur. En notant, v_{ondi} les tensions simples triphasées aux bornes de l'onduleur, on obtient une première formulation du comportement du système :

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{o1}}{dt} + R_r i_{o1} = e_{r1} - v_{o1} \\ L_r \frac{di_{o2}}{dt} + R_r i_{o2} = e_{r2} - v_{o2} \\ L_r \frac{di_{o3}}{dt} + R_r i_{o3} = e_{r3} - v_{o3} \\ C \frac{dU_c}{dt} = I_C - I_C \\ I_C = \frac{3}{2} \frac{u_i i_o}{1} \end{cases} \quad (2.47)$$

I_{Cond} est le courant délivré au second onduleur. On désigne par u_i la fonction de commutation relative à l'interrupteur haut du bras H_i . Celle-ci est prise égale à 1 si l'interrupteur correspondant est fermé et à -1 s'il est ouvert.

On exprime donc les tensions à la sortie de l'onduleur par :

$$\begin{bmatrix} v_o & 1 \\ v_o & 2 \\ v_o & 3 \end{bmatrix} = \frac{U_c}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

On procède alors à un changement de variables sur les commandes :

$$\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Ceci permet de mettre le modèle sous une forme découplée, chaque fonction de commutation w_i n'affectant que le courant correspondant i_{ondi} :

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{o1}}{dt} + R_r i_{o1} = e_{r1} - w_1 \frac{U_c}{2} \\ L_r \frac{di_{o2}}{dt} + R_r i_{o2} = e_{r2} - w_2 \frac{U_c}{2} \\ L_r \frac{di_{o3}}{dt} + R_r i_{o3} = e_{r3} - w_3 \frac{U_c}{2} \\ C \frac{dU_c}{dt} = I_C - I_C \\ I_C = \frac{3w_i i_{o1}}{2} \end{cases} \quad (2.50)$$

Le schéma fonctionnel du convertisseur côté rotor est illustré dans la Figure 2.9, où les courants i_o sont remplacés par les courants i_r , les tensions v_o par v_r .

a) Modèle moyen de l'onduleur de tension côté génératrice

L'idée directrice de ce modèle moyen dit « généralisé » [2.35], [2.34], [2.36] est de décrire les dynamiques des coefficients de Fourier complexes associés à une variable $x(t)$ considérée et ce, sur une période T donnée.

Pour établir ce modèle, nous utilisons la moyenne glissante (sur une fenêtre de largeur T) pour un harmonique de rang k :

$$x(t)_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2.51)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

Le signal $x(t)$ est reconstitué via son développement associé :

$$X(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} x(t)_k e^{-j\omega t} \quad (2.52)$$

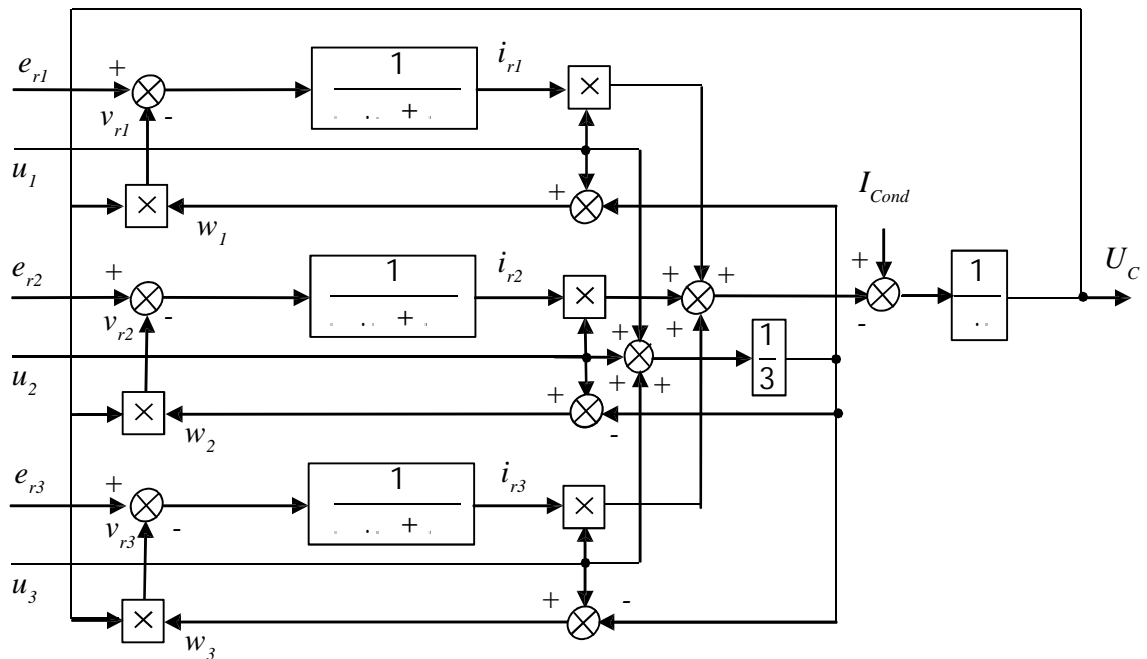


Figure2. 9: Schéma fonctionnel du convertisseur MLI côté rotor

Le développement en série de Fourier de $x(t)$ est calculé en considérant la partie réelle de $X(t)$. Contrairement à la moyenne classique, la moyenne glissante (avec $k = 0$), qui est calculée à l'aide d'une fenêtre de moyennage, dépend du temps. Si l'on s'intéresse à l'évolution temporelle de la valeur moyenne seule, on prend $k = 0$ et on retrouve les expressions liées au modèle moyen classique.

Plusieurs travaux ont déjà permis de vérifier expérimentalement la validité du modèle moyen au profit du modèle exact. Les résultats obtenus sont très proches en régime établi et en régime transitoire.

Pratiquement, la période T est la période de *MLI*.

La Figure.2.10 montre le principe de la moyenne glissante (sur une fenêtre de largeur T) avec $k = 0$.

Si l'on considère une fréquence de commutation constante ou variant faiblement dans le temps, l'application de la moyenne (équation (2.51)) à la dérivée d'une variable donne :

$$\frac{d}{dt} x(t)_K = -j\omega x(t)_K + \frac{d}{dt} x(t)_K \quad (2.53)$$

Cette équation peut être utilisée dans le calcul de variables d'état d'un circuit électrique, que sont les tensions aux bornes des condensateurs et courants dans les inductances.

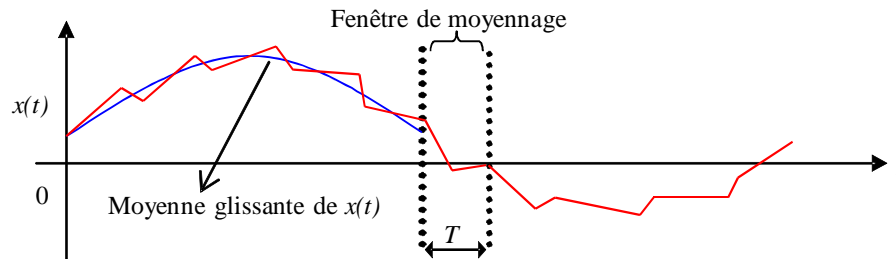


Figure2. 10 : Principe de la moyenne glissante

Modèle en triphasé

On applique à chaque variable d'état du système la formule (2.51) pour obtenir la représentation d'état du modèle moyen pour la moyenne ($k = 0$)

On note :

$$\beta_r = w_i(t) \quad k(t) \quad (2.54)$$

Nous obtenons :

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{r1}}{d} + R_r i_{r1} = e_{r1} - \beta_{r1} \frac{u_c}{2} \\ L_r \frac{di_{r2}}{d} + R_r i_{r2} = e_{r2} - \beta_{r2} \frac{u_c}{2} \\ L_r \frac{di_{r3}}{d} + R_r i_{r3} = e_{r3} - \beta_{r3} \frac{u_c}{2} \\ C \frac{du_c}{d} = \frac{3}{1} \frac{\beta_r i_r}{2} - I_C \end{cases} \quad (2.55)$$

Modèle dans le référentiel de Park

On obtient dans ce cas :

$$\begin{cases} L_r \frac{di_r}{d} + R_r i_r - g\omega_s L_r i_r = e_r - \beta_r \frac{u_c}{2} \\ L_r \frac{di_r}{d} + R_r i_r + g\omega_s L_r i_r = e_r - \beta_r \frac{u_c}{2} \\ C \frac{du_c}{d} = I_C - I_C \\ I_C = \frac{1}{2} [\beta_r i_r + \beta_r i_r] \end{cases} \quad (2.56)$$

Toutes les grandeurs sont donc ici des grandeurs moyennes, et i_{rd} et i_{rq} sont les composantes de Park du système ($i_{r1}(t)$, $i_{r2}(t)$, $i_{r3}(t)$).

Le système d'équations précédent peut aussi être mis sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \beta_r \frac{U_c}{2} = v_r = R_r i_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_r}{dt} - g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ \beta_r \frac{U_c}{2} = v_r = R_r i_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_r}{dt} + g\omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_r + g\omega_s \frac{v_s M}{\omega_s L_s} \\ C \frac{dU_c}{dt} = I_C - I_C \\ I_C a = \frac{1}{2} [\beta_r i_r + \beta_r i_r] \end{cases} \quad (2.57)$$

2.4.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension côté réseau

La commande de l'onduleur côté réseau permet le contrôle du transfert de puissance. Il s'agit d'assurer le transfert de la puissance rotorique en contrôlant le niveau de la tension du bus continu à une valeur garantissant un fonctionnement correct de l'onduleur. L'objectif est atteint par le contrôle du courant continu dans l'onduleur et des courants triphasés. Le contrôle de tension fournit une consigne de courant continu d'où l'on déduit des consignes de courants triphasés (ou transformés) fournies aux contrôleurs de courant [2.37], [2.38], [2.39], [2.40], [2.41], [2.42], [2.43], [2.44]. Il est donc nécessaire d'insérer des inductances aux bornes de l'onduleur. Une modification dans le calcul des consignes des courants triphasés permet d'intégrer d'autres fonctions : fourniture de puissance réactive, filtrage actif [2.45].

On introduit un filtrage de la tension générée par l'onduleur à l'aide du filtre (R_f , L_f).

Modèle en triphasé

Soit ($i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_3(t)$) le modèle moyen des signaux de commutation de l'onduleur côté réseau.

En suivant la même démarche que précédemment, le modèle s'écrit :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{o1}}{dt} = v_1 - \beta_1 \frac{U_c}{2} - R_f i_{o1} \\ L_f \frac{di_{o2}}{dt} = v_2 - \beta_2 \frac{U_c}{2} - R_f i_{o2} \\ L_f \frac{di_{o3}}{dt} = v_3 - \beta_3 \frac{U_c}{2} - R_f i_{o3} \\ C \frac{dU_c}{dt} = \frac{3}{2} \beta_1 i_{o1} - I_C \end{cases} \quad (2.58)$$

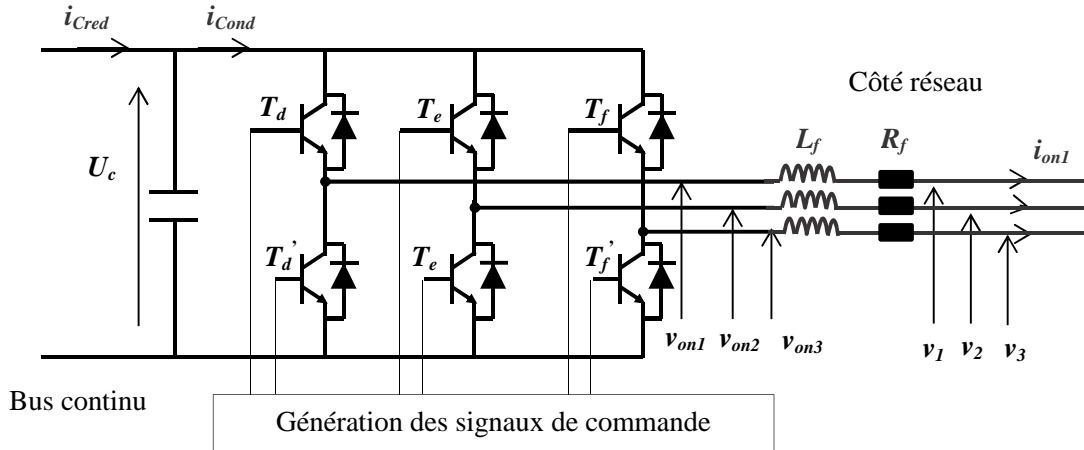


Figure 2. 11 : Structure du convertisseur côté réseau

Modèle dans le référentiel de Park

En utilisant (2.56), nous obtenons :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_o}{dt} - \omega_s L_f i_o = v_d - \beta_d \frac{U_c}{2} - R_f i_o \\ L_f \frac{di_o}{dt} + \omega_s L_f i_o = v_q - \beta_q \frac{U_c}{2} - R_f i_o \\ C \frac{dU_c}{dt} = I_C - I_C \\ I_C = \frac{1}{2} [\beta_d i_o + \beta_q i_o] \end{cases} \quad (2.59)$$

La dynamique du système étudié est lente par rapport à la fréquence de commutation des convertisseurs *MLI*.

Les convertisseurs de l'électronique de puissance sont ici dimensionnés en fonction du glissement que l'on s'autorise (de l'ordre de $\pm 30\%$ en théorie) donc à 30% de la puissance de la turbine.

2.4.4 Structures de commande des convertisseurs

Les convertisseurs d'électronique de puissance offrent des possibilités de contrôle extrêmement utiles au pilotage de l'ensemble : contrôle de la qualité des courants et des puissances active et réactive injectés au réseau, meilleur suivi de trajectoires des courants, maîtrise fine et rapide des points de fonctionnement. La commande de l'onduleur côté rotor permet le contrôle de la puissance convertie. Il s'agit en fait de contrôler le couple du générateur afin d'obtenir la vitesse de rotation souhaitée. Les dynamiques des grandeurs électriques et mécaniques étant très différentes, il est avantageux de contrôler la machine par une structure générale en cascade avec des boucles imbriquées [2.57]. Le couple et le flux sont contrôlés par l'intermédiaire de boucles de courant internes très rapides. Ces commandes sont réalisées dans un référentiel tournant [2.45], [2.37], [2.51], [2.39], [2.40], [2.46], [2.47], [2.50], [2.44] (Commande vectorielle à flux orienté [2.55], [2.39], [2.56], [2.40], [2.52], [2.53], [2.54], [2.51], [2.46], [2.47], [2.50] ou à tension orientée [2.51], [2.48], [2.57]). La consigne de couple provient généralement d'une boucle d'asservissement de vitesse externe plus lente. La consigne de vitesse peut être calculée à partir de la vitesse du vent pour obtenir un fonctionnement optimal aux faibles et moyennes vitesses du vent et pour obtenir un fonctionnement à vitesse de rotation constante (en général) aux fortes vitesses du vent lorsque la puissance captée est limitée.

2.5 Simulation et Validation du modèle complet de la GADA

Le diagramme bloc du modèle dynamique global est illustré aux Figures. 2.12 et 2.13.

La tension statorique de la GADA est supposée constante. On peut considérer, par conséquent, que la composante V_{sq} est, également, constante. La GADA est connectée à un réseau infini via une ligne de transport modélisée comme des composants $R-L$ en série avec la résistance et l'inductance de fuite statoriques.

Les paramètres de la GADA sont répertoriés dans le Tableau 2.2. Le glissement de la machine est de 0,05 pu, ce qui signifie que la machine tourne en mode hypo-synchrone. La puissance active est injectée dans le réseau par le côté stator. Cependant, une partie de la puissance active retourne au rotor ($P_r > 0$, $P_{rés} < 0$) à travers les deux convertisseurs.

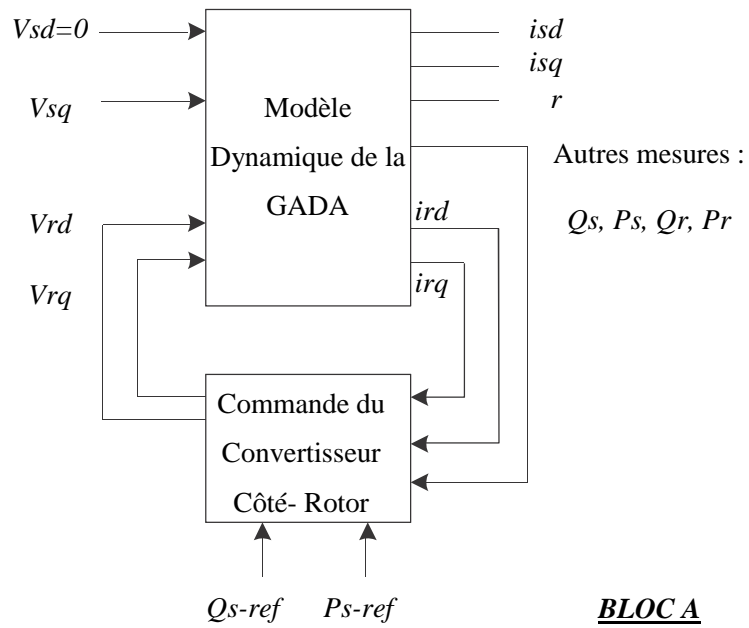


Figure2. 12 : Schéma bloc de la partie Commande du Convertisseur Côté-Rotor

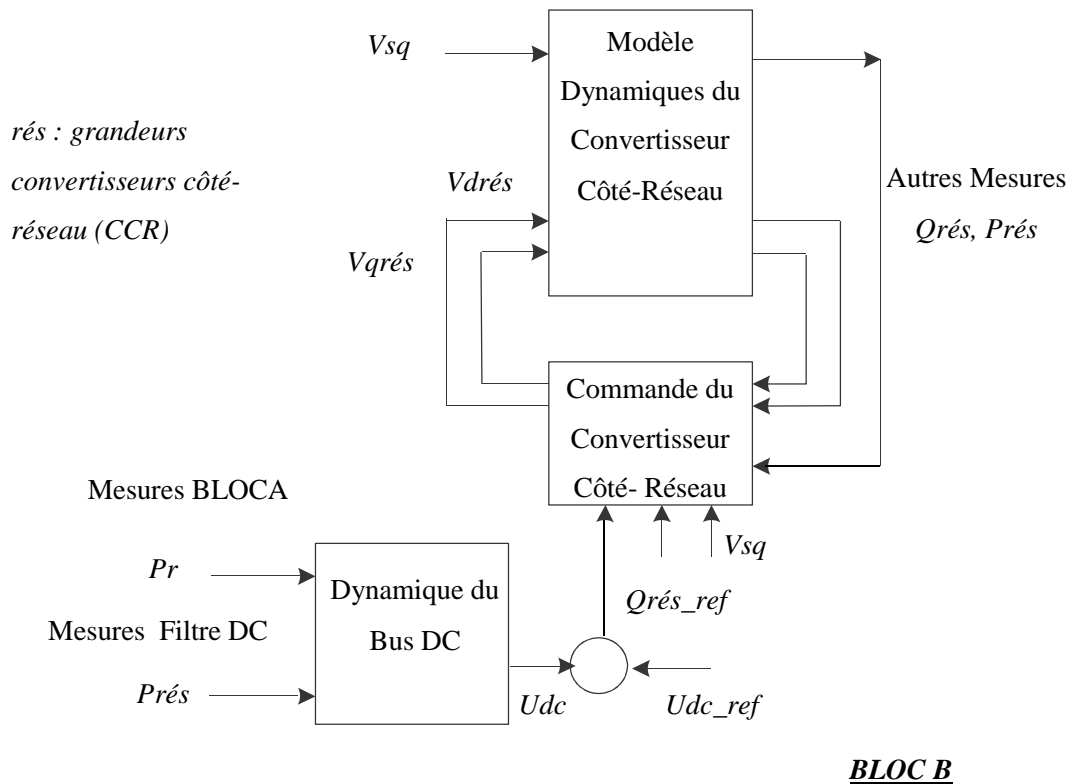


Figure2. 13 : Schéma bloc de la partie Commande du Convertisseur Côté-Réseau

Tableau2. 2 : Paramètres de la GADA utilisée dans la simulation

Puissance nominale	2MW
Tension statorique	690V
Xs	0.09231 pu
Xm	3.95279pu
Xr	0.09955 pu
Rs	0.00488
Rr	0.00549
Xrés	0.3 pu
Udc	1200V
C	14 μ F

À $t = 0,3$ s, nous modifions la référence de tension du Bus Continu (un échelon de 20V). Nous observons les réponses dynamiques du système aux Figures. 2.14-15-16. Il est clair qu'avec la commande du convertisseur côté-réseau, la tension U_{dc} suit la référence. Les transitoires dans la tension U_{dc} sont répercutées dans la puissance $P_{rés}$ et Q_s .

Nous nous sommes intéressés dans cet exemple, au convertisseur côté-réseau, pour valider le modèle complet de la GADA. On se limite donc aux variations de différentes grandeurs mises en jeu dans ce contrôle : P_r , $P_{rés}$, $Q_{rés}$, $I_{rés}$ et U_{dc} .

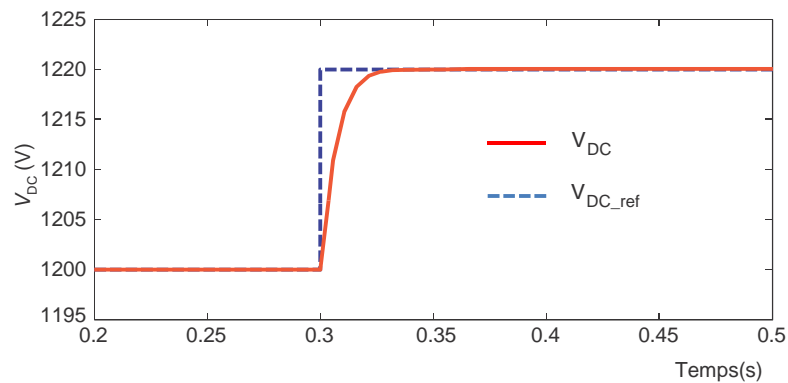


Figure2. 14 : La tension U_{dc}

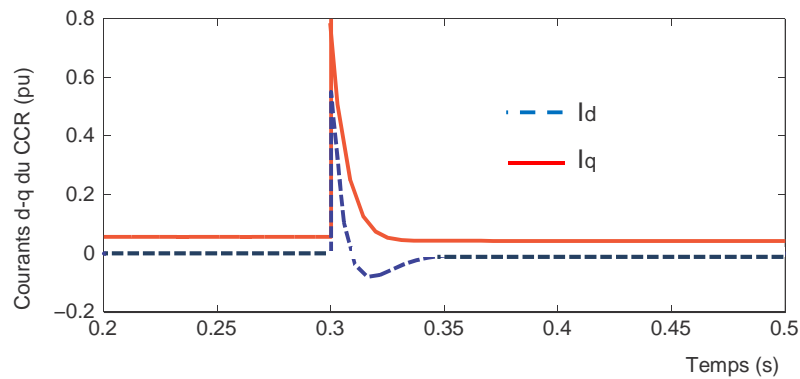


Figure2. 15 : Les courants d - q du convertisseur côté-réseau

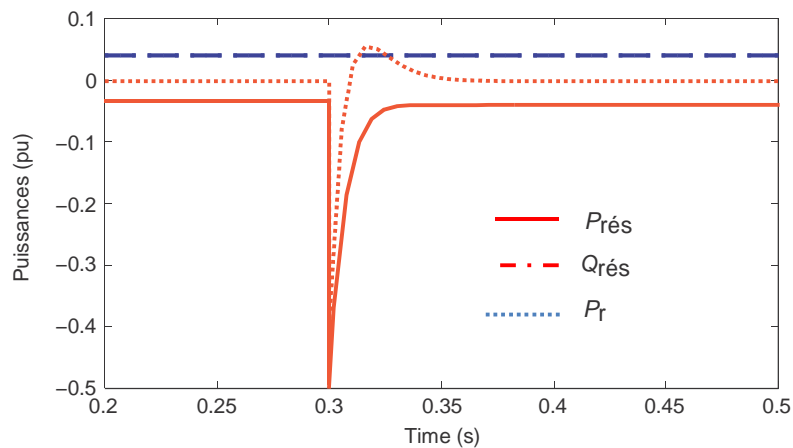


Figure2. 16 : Les puissances P_r , $P_{rés}$, $Q_{rés}$

Les résultats de simulation illustrés par les figures ci-dessus démontrent de la pertinence du modèle développé.

Dans la suite de ce mémoire, nous consacrons la grande partie à la commande du convertisseur côté-rotor (c.à.d. côté génératrice).

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande ainsi que ses domaines d'application. On a aussi présenté le modèle de la machine dans le repère (a,b,c) auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre plus adapté

à la commande. Ensuite, on a modélisé le système d'alimentation qui comporte le redresseur, le filtre et l'onduleur. Pour ces derniers, on a appliqué la technique de la MLI.

Dans le cas de la GADA, les équations montrent qu'il est possible de contrôler les grandeurs statoriques par l'intermédiaire des courants rotoriques (grâce aux approximations possibles). La composante d'axe (q) du courant transformé i_{rq} permet ainsi de contrôler la puissance active (donc le couple) et la composante d'axe (d) du courant transformé i_{rd} la puissance réactive ou plus exactement l'état magnétique de la machine.

Pour valider les modèles établis dans ce chapitre, nous avons réalisé une simulation du modèle complet (Turbine+GADA). Nous nous sommes intéressés dans cet exemple de simulation au convertisseur côté-réseau. Ce dernier permet de contrôler l'échange de puissance entre le rotor et le réseau à travers la commande de la tension du bus continu.

Bibliographie.2

- [2.1] M. Tazil, V. Kumar, R. C.Bansal, S. Kong, Z. Y. Dong, W. Freitas, et al, Three-phase Doubly Fed Induction Generators: an overview, *IET Journal on Electric Power Applications*, vol. 4, pp. 75-89, 2010.
- [2.2] G.Tsourakisa, B. M.Nomikosb, C. D. Vournasa, Effect of wind parks with doubly fed asynchronous generators on small-signal stability, *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 190-200, 2009.
- [2.3] M. Abdelhafidh, M. O.Mahmoudi, L. Nezli, O. Bouchhida, Modeling and Control of a Wind Power Conversion System Based on the Double-Fed Asynchronous Generator, *International Journal of Renewable Energy Research, (IJRER)*, vol. 2, no 2, pp. 300-306, 2012.
- [2.4] K.Kerrouche, A. Mezouar, K. Belgacem, Decoupled Control of Doubly Fed Induction Generator by Vector Control for Wind Energy Conversion System, *Energy procedia*, vol. 42, pp. 239-248, 2013.
- [2.5] Z. Wang, Y. Sun, G. Li, BT. Ooi, Magnitude and frequency control of grid-connected doubly fed induction generator based on synchronised model for Wind power generation, *IET Journal on Renewable Power Generation*, vol. 4, pp. 232-41, 2010.
- [2.6] A. Rolan, J. Pedra, F. Corcoles, Detailed study of DFIGbased wind turbines to overcome the most severe grid faults, *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 62, pp. 868-878, 2014.
- [2.7] H. A. Toliyat G. B. Kliman, *Handbook Of Electric Motors*, second edition, Taylor & Francis Group, USA 2004.
- [2.8] A. Doria-Cerezo, Modeling, simulation and control of a doubly-fed induction machine controlled by a back-to-back converter, PhD Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya, 2006.
- [2.9] F. Poitiers, Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double

- alimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [2.10] P-E. Vidal, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [2.11] G. Salloum, Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [2.12] A. Petersson, Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines, Chalmers University of Technology; 2005.
- [2.13] S. Choudhury, KB. Mohanty, BC. Babu, Performance analysis of doubly-fed induction generator for wind energy conversion system. In: The 5th PSU-UNS international conference on engineering and technology. p. 449–58.
- [2.14] O. Chee-Mun, Dynamic simulation of electric machinery using MATLAB / *SIMULINK*, Prentice Hall PTR; 1998.
- [2.15] Y. Mishra, S. Mishra, F. Li, Z. Y. Dong, R. C. Bansal, Small-signal stability analysis of a DFIG-based wind power system under different modes of operation, *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 24, no. 4, pp. 972-982, Dec. 2009.
- [2.16] N. Khemiri, A. Khedher, MF. Mimouni. An adaptive nonlinear backstepping control of DFIG driven by wind turbine. *WSEAS Trans Environ Develop* 2012; 8 (2).
- [2.17] NP. Quang, JA. Dittrich, Vector control of three-phase AC machines: system development in the practice. Springer; 2008.
- [2.18] H. Abu-Rub, A. Iqbal, Guzinski J. High performance control of AC drives with MATLAB/Simulink models. Wiley; 2012.
- [2.19] M. Zellagui. Variable speed of the wind turbine generator with DFIG connected to electric grid. *Revue des Energies Renouvelables* 2008;11(3):453–64.

- [2.20] Md. Arifujjaman, MT. Iqbal, J.E. Quicoe, Vector control of a DFIG based wind turbine. *J Electr Electron Eng* 2009;9(2):1058–66.
- [2.21] R.A. Devi. Active and reactive power regulation of a grid connected wind energy conversion system with doubly fed induction generator. *Int J Adv Res Electr, Electron Instrument, Eng April* 2014;3(2):16–23.
- [2.22] L. Holdsworth, X. Wu, J. B. Ekanayake, N. Jenkins, Comparison of fixed speed and doubly-fed induction wind turbines during power system disturbances, *Proc. Inst. Elect. Eng., Gener., Transm., Distrib.*, vol. 150, no. 3, pp. 343-352, May. 2005.
- [2.23] M. Kayikci, JV. Milanovic, Reactive power control strategies for DFIG-based plants. *IEEE Trans Energy Convers* 2007;22:389–96.
- [2.24] I. Boldea, S.A. Nasar. *The induction machine handbook*. CRC press. 2010.
- [2.25] B. Beltran, T. Ahmed-Ali, Meh. Benbouzid. Sliding mode power control of variable speed wind energy conversion systems. *IEEE Trans Energy Convers* 23(22):551–558, 2008.
- [2.26] R. Lajouad, A. El Magri, A. El Fadili, F. Giri. Adaptive nonlinear control of wind energy conversion system involving induction generator. *Asian Journal of Control*, 17 (4): pp. 1365-1376.2015.
- [2.27] Ch. GOMBERT, *Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique*, Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2005.
- [2.28] J. Chatelain, *Machines Electriques*, Book, tome 1, Editions Dunod, 1983.
- [2.29] P. Barret, *Régimes transitoires des machines électriques tournantes*, Editions Dunod, 1985.
- [2.30] J-P. Caron, J-P. Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Edition Technip, 1995.

- [2.31] E.F. Mogos, Production décentralisée dans les réseaux de distribution. Etude pluridisciplinaire de la modélisation pour le contrôle des sources, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale des Arts et Métiers, soutenue le 20 juillet 2005.
- [2.32] I. Valero, Interfaçage et contrôle commande de piles à combustible pour applications stationnaires et transport, Thèse de doctorat de l'INPG, decembre 2004.
- [2.33] N. Laverdure, Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires, Thèse de doctorat de l'INPG, France 2005.
- [2.34] S. Bacha, Modélisation et commande des convertisseurs à découpage symétrique, thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), janvier 1993.
- [2.35] S.R. Sanders, J.M. Noworolski, X.Z. Liu, G.C. Verghese, Generalized averaging method for power conversion circuits, 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '90 Record, Page(s): 333 – 340, June 1990.
- [2.36] V.A. Caliskan, G.C. Verghese, A.M. Stankovic, Multi-frequency averaging of DC/DC converters, IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, Page(s): 113–119, 1996.
- [2.37] Documentation IDS, Converter Systems for Variable Speed Windpower Plants from 600 kW to 2500 kW, www.idsag.ch
- [2.38] DJ. Atkinson, B. Hopfensperger, RA. Lakin, Field Oriented Control of a Doubly- Fed Induction Machine using Coupled Microcontroller, EPE Conference Proceedings, 1999
- [2.39] A. Dittrich, Compensation of Current Harmonics in Doubly-Fed Induction Generator System, EPE 01 Conference Proceedings, 2001
- [2.40] W. Hofmann, Optimisation of Power Electronics for Active and Reactive Power Demand in Wind Power Plants, IPEC Conference Proceedings, 2000
- [2.41] RS. Pena, JC. Clare, GM. Asher, Doubly-fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy conversion, IEE Proceedings on Power Applications, vol. 143, no. 3, 1996

- [2.42] RS. Pena, JC. Clare, GM. Asher, Implementation of Vector Control Strategies for a Variable Speed Doubly-Fed Induction Machine for Wind Generation System, EPE Conference Proceedings, 1997
- [2.43] CJ. Ramos, AP. Martins, AS. Araujo, AS. Carvalho, Current Control in the Grid Connection of Double-Output Induction Generator Linked to a Variable Speed Wind Turbine, IECON Conference Proceedings, 2002
- [2.44] J. Ehrenberg, B. Andresen, A. Rebsdorf, Digitally Controlled Wind Turbines in Megawatt Size with Doubly-Fed Induction Generator without Position Sensor, Magazine Elektronik, 2001.
- [2.45] D. Roye, Analyse des commandes d'aérogénérateurs à vitesse variable, rapport interne GIE IDEA NTe/Sy5/03/001/A, 2003
- [2.46] R. Pena, R. Cardenas, GM. Asher, JC. Clare, J. Rodriguez, P. Cortes, Vector Control of a Diesel-Driven Doubly-Fed Induction Machine for a Stand-Alone Variable Speed Energy System, IECON Conference Proceedings, 2002
- [2.47] R. Pena, R. Cardenas, JC. Clare, GM. Asher, Control Strategy of Doubly-Fed Induction Generator for a Wind Diesel Energy System, IECON Conference Proceedings, 2002
- [2.48] S. Peresada, A. Tilli, A. Torrielli, Robust Active-Reactive Power Control of a Doubly-Fed Induction Machine, IECON Conference Proceedings, 1998
- [2.49] K. Mahabir, G. Verghese, J. Thottuvelil, A. Heyman, Linear averaged and sampled data models for large signal control of high power factor AC-DC converters, Power Electronics Specialists Conference, PESC '90 Record., 21st Annual IEEE, Page(s):372–381, 1990.
- [2.50] C. Gombert, Simulation temps-réel des dispositifs d'électronique de puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique, Thèse de Doctorat, INP Grenoble, 2005.
- [2.51] S. Guffon, Modélisation et commandes à structures variables de filtres actifs de puissance, thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000

- [2.52] B. Hopfensperger, DJ. Atkinson, RA. Lakin, Application of Vector Control to the Cascaded Induction Machine for Wind Power Generation Schemes, EPE 1997 Conference Proceedings.
- [2.53] B. Hopfensperger, DJ. Atkinson, Doubly-Fed AC Machine: Classification and Comparison, EPE 2001 Conference Proceedings, 2001.
- [2.54] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, 3ème édition, 2001.
- [2.55] L. Morel, A. Mirzaian, JM. Kauffmann, Field Oriented Control of Double Fed Induction Machine: Simulation and Experimental Results, ELECTRIMACS Conference Proceedings, 1996
- [2.56] D. Forchetti, G. Garcia, MI. Valla, Vector Control Strategy for a Doubly-Fed Stand-Alone Induction Generator, IECON Conference Proceedings, 2002
- [2.57] S. Peresada, A. Tilli, A. Torrielli, Robust Output Feedback Control of a Doubly- Fed Induction Machine, IECON Conference Proceedings, 1999

Chapitre 3

Théorie de Lyapunov et stabilité des systèmes dynamiques

3.1 Introduction

Parmi les nombreuses contributions qui traitent du problème de la commande non linéaire robuste, deux grandes familles de lois ont émergé:

- la commande par mode glissant d'ordre un ou d'ordre supérieur qui utilise des lois dont la synthèse est relativement aisée, mais commutantes entraînant plus au moins du «*chattering*» et nécessitant les dérivées successives des variables d'états [3.5], [3.6] et [3.17]. La prise en compte de modèles possédant une dynamique interne, n'est pas aisée avec ce type de loi de commande. Par contre, le choix des gains assurant une robustesse en maintenant la stabilité asymptotique du point d'équilibre ne pose pas généralement de problème.
- les lois de commande continues dont la plus connue est la commande par la technique du backstepping [3.7], [3.8] et [3.9]. Ces lois ont évidemment l'avantage d'être sans commutations, mais les conditions assurant la robustesse sont plus difficiles à expliciter. Cependant, la prise en compte d'une éventuelle dynamique interne est possible.

La synthèse des lois de commande non-linéaires est basée, souvent, sur la théorie de Lyapunov [3.1], [3.3], [3.10]. L'objectif de la procédure est de construire une loi de commande qui ramène le système vers un état désiré, qui est généralement un état d'équilibre stable en boucle fermée.

Dans ce chapitre, nous rappelons quelques concepts sur la stabilité des systèmes dynamiques. La notion de stabilité d'un système dynamique caractérise le comportement de ses trajectoires autour des points d'équilibre. L'analyse de la stabilité d'un système dynamique permet donc d'étudier l'évolution de sa trajectoire d'état lorsque l'état initial est proche d'un point d'équilibre.

La stabilité au sens de Lyapunov est une théorie générale valable pour toute équation différentielle. Cette notion signifie que la solution d'une équation différentielle initialisée au voisinage d'un point d'équilibre en reste suffisamment proche [3.8].

Dans ce chapitre on donne quelques notions de stabilité au sens de Lyapunov, les conditions de stabilité des différents états d'équilibres, et son utilisation dans l'analyse et la conception des systèmes dynamiques non-linéaires.

3.2 Stabilité au sens de Lyapunov

Le mathématicien russe Alexandre Lyapunov (1857-1918) effectuait des recherches sur la stabilité du mouvement. Il introduisait l'idée de mesurer l'écart entre deux trajectoires ayant des conditions initiales voisines, lorsque cet écart évolue exponentiellement on parle de sensibilité aux conditions initiales.

En 1893, Lyapunov [3.3] a introduit sa méthode directe ou seconde, où il a cherché à obtenir des résultats concernant la stabilité d'un équilibre sans connaître la solution de l'équation différentielle, mais en utilisant uniquement l'équation différentielle elle-même. Il a utilisé ce qui a été appelé plus tard *fonction de Lyapunov* et a prouvé que celle-ci implique la stabilité asymptotique de l'équilibre. Barbasin et Krasovskii [3.4] ont montré que le domaine d'attraction est l'espace de phase entier si la fonction de Lyapunov est radialement non bornée [3.2].

Ce mémoire utilise, au sens de Lyapunov, la stabilité d'un point d'équilibre x_e (choisi comme l'origine de l'espace d'état) d'un système continu de dimension finie décrit par une équation différentielle vectorielle non-linéaire du premier ordre :

$$\dot{x}(t) = f(x, t), \quad x \quad " \quad (3.1)$$

$x(t)$: le vecteur d'état du système.

n : l'ordre du système.

Le champ de vecteur $f(x)$ sera considéré *Lipschitzien* sur un domaine \mathbb{R}^n incluant l'origine, ou *globalement Lipschitzien* sur \mathbb{R}^n .

La forme (3.1) peut représenter aussi bien la dynamique d'une commande en boucle fermée que les systèmes dynamiques dans lesquels aucun signal de commande n'est appliqué.

Définition 3.1: Point d'équilibre

C'est un point x_e pour lequel : $x(t) = 0 \quad f(x_e, t) = 0$.

Un système non-linéaire peut avoir plusieurs (voire une infinité) de points d'équilibre.

Définition 3.2: Cycle limite

Un cycle limite est une trajectoire fermée solution du système (3.1).

Un système possède un cycle limite C s'il existe un intervalle de temps $[t_0; t_0 + T[$ et un point de départ $x_0 \in C$, tel $x(t_0) = x_0$:

$$x(t) \in C, \quad t \in [t_0, t_0 + T[$$

$$x(t_0 + T) = x_0.$$

3.2.1 Propriétés de stabilité d'un point d'équilibre

Avant d'énoncer le théorème de Lyapunov concernant la stabilité locale d'un point d'équilibre, nous allons tout d'abord donner quelques définitions.

Définition 3.3 : Stabilité au sens de Lyapunov

Un point d'équilibre x_e est dit stable au sens de Lyapunov, si pour tout réel strictement positif $R > 0$, il existe un réel strictement positif $r > 0$ tel que pour toute solution $x(x_0; t)$ du système (3.1) on a :

$$\|x_0 - x_e\| < r \quad \Rightarrow \quad \|x(x_0, t) - x_e\| < R \quad (3.2)$$

$x(x_0, t)$ est une solution sous une condition initiale x_0 .

Il est instable s'il n'est pas stable au sens de Lyapunov.

Définition 3.4 : Point d'équilibre attractif

Un point d'équilibre x_e est dit attractif si pour tout réel strictement positif $\varepsilon > 0$, il existe un scalaire positif $\delta(t_0) > 0$ tel que :

$$\|x_0 - x_e\| < \delta(t_0) \quad \lim_{t \rightarrow \infty} x(t, t_0, x_0) = x_e \quad t > t_0 \quad (3.3)$$

On dit que le point d'équilibre x_e est globalement attractive si : $\delta(t_0) = \infty$ (la région d'attraction est l'ensemble de l'espace \mathbb{R}^n)

Définition 3.5 : Stabilité asymptotique

Un point d'équilibre x_e est asymptotiquement stable s'il est stable et en plus il est attractif, c.à.d. il existe un nombre réel strictement positif $\eta > 0$ tel que :

$$\|x_0 - x_e\| < \eta \quad \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e \quad (3.4)$$

Un point d'équilibre est globalement asymptotiquement stable s'il est asymptotiquement stable pour tout état initial tel que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_e \quad \forall x_0$$

Définition 3.6 : Stabilité d'un cycle limite

Un cycle limite C est dit stable si toutes les trajectoires dans un voisinage du cycle tendent vers C .

Il est instable si toutes les trajectoires divergent de C .

Il est semi-stable si certaines trajectoires convergent vers C .

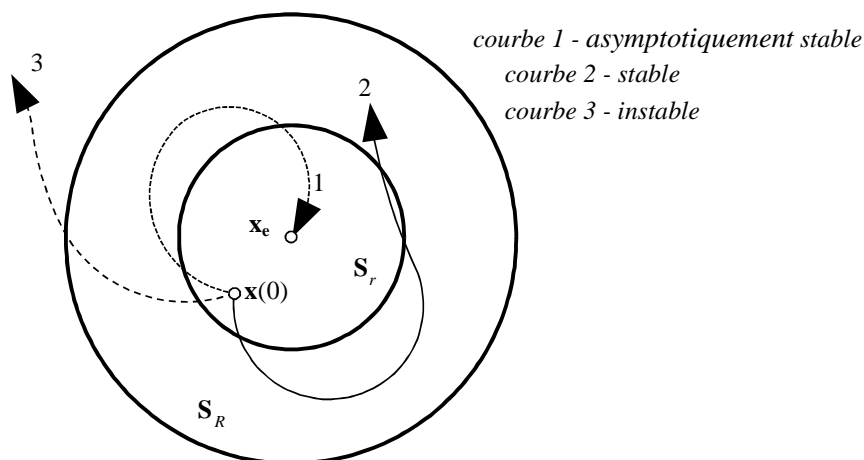


Figure 3. 1 : Concept de stabilité au sens de Lyapunov

Dans de nombreuses applications d'ingénierie, il n'est toujours pas suffisant de savoir qu'un système converge vers le point d'équilibre après un temps infini. Il est nécessaire d'estimer à quelle vitesse la trajectoire du système approche l'équilibre. Le concept de *stabilité exponentielle* peut être utilisé à cette fin.

Définition 3.7 : Stabilité exponentielle

Un point d'équilibre x_e est exponentiellement stable s'il existe deux constante et strictement positifs telles que:
$$x(t) \leq \alpha x(0) e^{-\lambda t} \quad t > 0 \quad (3.5)$$

Cette définition signifie que le vecteur d'état d'un système exponentiellement stable converge vers l'origine plus rapidement qu'une fonction exponentielle. Le nombre positif λ s'appelle le taux de convergence exponentielle.

A noter que la stabilité exponentielle implique la stabilité asymptotique. Mais la stabilité asymptotique ne garantit pas la stabilité exponentielle.

Théorème 3.1 (la méthode de linéarisation de Lyapunov)

- Si le système linéarisé est strictement stable (c'est-à-dire, si toutes les valeurs propres de A (A : Jacobiennne de f au voisinage du point d'équilibre) sont strictement dans la moitié gauche du plan complexe, le point d'équilibre est asymptotiquement stable (pour le système non-linéaire réel).
- Si le système linéarisé est instable (c'est-à-dire si au moins une valeur propre de A est strictement dans la moitié droite du plan complexe), le point d'équilibre est instable (pour le système non-linéaire).
- Si le système linéarisé est stable (c-à-d., toutes les valeurs propres de A sont dans la moitié gauche du plan complexe mais au moins l'une d'entre elles est sur l'axe j), on ne peut rien conclure de l'approximation linéaire (le point d'équilibre peut être stable, asymptotiquement stable ou instable pour le système non linéaire).

La stabilité au sens de Lyapunov signifie que la trajectoire d'état peut être gardée arbitrairement près de x_e , si l'on prend une condition initiale suffisamment proche de x_e .

Montrer qu'un point d'équilibre admet une des propriétés citées ci-dessus en utilisant les définitions précédentes est souvent difficile. Notons que généralement, on ne sait pas résoudre

explicitement le système (3.1). Pour cela la théorie de Lyapunov est très utile pour étudier la stabilité et la stabilité asymptotique des systèmes non linéaires [3.12], [3.13].

De ce fait, *la méthode directe de Lyapunov* (ou *la seconde méthode de Lyapunov*) permet de contourner cet obstacle. Cette méthode consiste à définir une fonction particulière dont l'existence garantit la stabilité.

3.2.2 Seconde méthode de Lyapunov

La philosophie de base de la méthode directe de Lyapunov est une extension mathématique d'une observation physique fondamentale: si l'énergie totale d'un système mécanique (ou électrique) est continuellement dissipé, alors le système, linéaire ou non linéaire, doit finalement converger vers un point d'équilibre. Ainsi, on peut décider de la stabilité d'un système par l'examen de la variation d'une seule fonction scalaire [3.12].

Lyapunov introduisait l'idée de condenser le vecteur d'état $x(t)$ en une fonction scalaire $V(x)$, qui mesurait de combien le système est loin du point d'équilibre x_e . Si cette fonction tend vers une valeur minimale, alors le système tend vers son point d'équilibre. Cette approche qui caractérise la stabilité du système est appelée la méthode direct de Lyapunov ou *la seconde méthode de Lyapunov*. Définissons d'abord quelques concepts utiles :

Définition 3.8 : Fonction définie positive (négative)

Une fonction scalaire $V(x) : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$ est dite localement (resp. globalement) :

- définie positive dans le domaine D (resp. \mathcal{R}^n) si $V(0) = 0$ et $V(x) > 0 \quad \forall x \in D / x \neq 0$ (resp. $\forall x \in \mathcal{R}^n / x \neq 0$)
- Elle est semi définie positive si $V(0) = 0$ et $V(x) \geq 0$ pour $x \in D$.
- Elle est semi définie négative si $-V(x)$ est semi définie positive.
- Radialement non bornée si $V(x) \rightarrow -\infty$ lorsque $\|x\| \rightarrow \infty$.

Maintenant nous pouvons énoncer les théorèmes qui prouvent la stabilité asymptotique globale.

Théorème 3.2 :

Soit $V(x) : D \rightarrow \mathcal{R}$ ($D \subset \mathcal{R}^n$) est une fonction scalaire définie positive, continue et différentiable dans le temps :

- Si
$$\frac{d}{dt} V(x) = \frac{d}{dt} \left(\frac{d}{dt} x \right) = \frac{d}{dt} f(x) = 0 \quad x = 0 \quad (3.6)$$
 alors x_e est un point d'équilibre localement stable.

Une telle fonction $V(x)$ est alors appelée la fonction de Lyapunov du système.

- Si
$$V(x) < 0 \quad x = 0 \quad (3.7)$$
 alors x_e est un point d'équilibre localement asymptotiquement stable.
- Si $V(x)$ est radialement non bornée, et $V(x) < 0 \quad x = 0$, alors x_e est un point d'équilibre globalement asymptotiquement stable.

Théorème 3.3 :

Soit $x=0$ un point d'équilibre du système (3.1). Soit $D \subset \mathbb{R}^n$ un domaine contenant $x=0$.

Soit $V(x) : D \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction scalaire définie positive, continue et différentiable dans le temps si :

$$\forall x \in D, \quad k_1 \|x\|^a \leq V(x) \leq k_2 \|x\|^a \quad (3.8)$$

$$\dot{V}(x) \leq -k_3 \|x\|^a \quad (3.9)$$

où k_1, k_2 et k_3 sont des constantes strictement positives.

Alors $x=0$ est exponentiellement stable. Si $D = \mathbb{R}^n$, alors $x=0$ est globalement exponentiellement stable.

La définition (3.6) implique que la fonction V définit des équipotentielles imbriquées. C'est-à-dire que les courbes $V(x) = cste$, appelées équipotentielles de Lyapunov, définissent des domaines connexes autour du point d'équilibre.

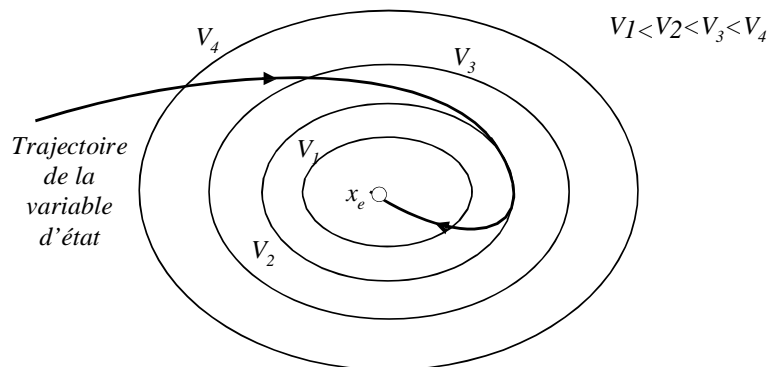


Figure 3.2 : Trajectoire d'un système dans des contours à énergies constantes

Le théorème.3.2 est une condition suffisante de stabilité mais ne permet pas de guider l'utilisateur dans le choix de la fonction de Lyapunov et ne permet pas de conclure si on ne trouve pas une telle fonction.

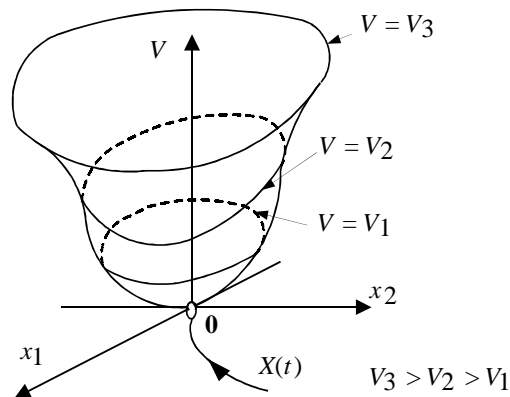


Figure 3. 3 : Forme typique d'une fonction définie positive $V(x_1, x_2)$; ($X=0$, point d'équilibre)

Une fonction de Lyapunov candidate est une fonction définie positive dont on teste la décroissance autour de point d'équilibre. Plusieurs fonctions de Lyapunov peuvent exister pour le même système. En plus, pour un système donné, une fonction de Lyapunov peut donner des résultats plus précis qu'une autre.

3.2.3 Fonction de Lyapunov

La difficulté majeure de la deuxième méthode de Lyapunov réside dans le choix de la bonne fonction. Si pour les systèmes linéaires, il existe des méthodes systématiques pour construire une fonction de Lyapunov permettant de conclure sur la stabilité. Il n'est pas de même pour les systèmes non linéaires, pour lesquels on est réduit à essayer des types de fonctions pour telle ou telle classe de systèmes. En général, le choix de la fonction fait appel à l'expérience du concepteur.

Les fonctions quadratiques sont souvent utilisées dans l'analyse des systèmes dynamiques. L'énergie cinétique, l'énergie potentielle élastique ou de gravité et l'énergie totale sont des fonctions quadratiques de l'état pour les systèmes mécaniques et électriques.

Nous présentons ci-après quelques méthodes utilisées pour la construction de la fonction de Lyapunov pour les systèmes non-linéaires.

3.2.3.1 Méthode de Krasovskii

La méthode de Krasovskii suggère une forme des plus simples de la candidate à la fonction de Lyapunov pour les systèmes autonomes non linéaires de la forme (3.1), à savoir :

$$V(x) = f^T(x)f(x) = \|f(x)\|^2$$

L'idée fondamentale de la méthode est simplement de vérifier si ce choix particulier conduit en effet à une fonction de Lyapunov.

Théorème 3.4 (Krasovkii)

Soit le système autonome défini par (3.1), le point d'équilibre étant l'origine. Soit $A(x)$ la matrice Jacobienne du système, c'est-à-dire $A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=0}$.

Si la matrice $F=A+A^T$ est définie négative dans un voisinage $\Omega \subset \mathbb{R}^n$, alors le point d'équilibre à l'origine est asymptotiquement stable. Une fonction Lyapunov pour ce système est :

$$V(x) = f^T(x)f(x) \tag{3.10}$$

Si Ω est l'espace d'état entier et, en plus, $V(x) > 0$ quand $x \neq 0$, alors le point d'équilibre est globalement asymptotiquement stable.

3.2.3.2 La méthode du gradient variable

La méthode du gradient variable est une approche formelle pour la construction des fonctions de Lyapunov.

Pour commencer, notons qu'une fonction scalaire $V(x)$ est liée à son gradient ∇V par la relation intégrale :

$$V(x) = \int_0^x \nabla V(x) dx \tag{3.11}$$

où $\nabla V = (V/x_1, \dots, V/x_n)^T$, (n : ordre du système).

Le principe de la méthode du gradient variable est de chercher une forme spécifique pour le gradient ∇V , au lieu d'une forme spécifique pour la fonction de Lyapunov V elle-même. Un moyen simple est de supposer que la composante V_i de V est sous la forme :

$$V_i = \sum_j^n a_{ij} x_j \quad (3.12)$$

Avec : $V_i = \nabla V / x_i$.

Les coefficients a_{ij} sont à déterminer.

Afin de récupérer une fonction scalaire unique V à partir du gradient ∇V , la fonction de gradient doit satisfaire les conditions dites de bouclage :

$$\frac{\partial V_i}{\partial x_j} = \frac{\partial V_j}{\partial x_i} \quad i, j = 1, \dots, n \quad (3.13)$$

Ceci conduit à la procédure suivante pour la recherche d'une fonction Lyapunov V :

- supposer que ∇V est donné par (3.12) (ou une autre forme).
- résoudre les coefficients a_{ij} afin de satisfaire les équations de bouclage.
- restreindre les coefficients dans (3.12) afin que V soit semi-définie négative (au moins localement).
- calculer V à partir de ∇V par intégration.
- vérifier si V est définitif positif.

Puisque la satisfaction des conditions de bouclage implique que le résultat d'intégration ci-dessus est indépendant du chemin d'intégration, il est habituellement pratique d'obtenir V en intégrant le long d'un chemin qui est parallèle à chaque *axe*, c'est-à-dire :

$$V(x) = \int_0^{x_i} V_i(0, 0, \dots, x_i, \dots, 0) dx_i \quad (3.14)$$

3.3 L'approche de Lyapunov dans la commande des systèmes non linéaires

3.3.1 Conception de contrôle basée sur la méthode directe de Lyapunov

Il existe essentiellement deux façons d'utiliser la méthode directe de Lyapunov pour la conception de la commande, et les deux ont un caractère de « tâtonnement » [3.11]:

- Établir une forme de loi de contrôle et ensuite trouver une fonction Lyapunov pour justifier le choix
- Choisir une fonction de Lyapunov, puis recherche d'une loi de contrôle pour rendre cette candidate une vraie fonction de Lyapunov

La deuxième méthode de Lyapunov, qui est introduite au départ comme un outil d'analyse, s'est très vite avérée un puissant moyen dans les problèmes de design. L'approche consiste à calculer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction de Lyapunov définie positive soit non positive. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. En présence d'incertitudes et/ou de paramètres inconnus, une *loi d'adaptation* devient nécessaire. Le *design adaptatif* consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov, une loi de commande, et une loi d'adaptation, qui répondent aux spécifications [3.15].

Avant de présenter ces techniques de design, rappelons tout d'abord la définition de la *fonction de contrôle de Lyapunov* (FCL), et le théorème de stabilité de *Lasalle-Yoshizawa* [3.14], [3.8], sur lequel elle repose.

Théorème 3.4 (Lasalle-Yoshizawa)

Soit l'origine ($x_e = 0$) un point d'équilibre de (3.1). Soit la fonction $V : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^+$ une fonction scalaire continûment dérivable telle que :

- *$V(x)$ est définie positive*
- *$V(x)$ est radialement non bornée*
- *$\dot{V}(x) = \frac{\partial}{\partial t} V(x) + \frac{\partial}{\partial x} V(x) f(x) = -W(x) \leq -\epsilon \|x\|^2$ pour $x \neq 0$ et $t \geq 0$; où W est une fonction continue définie semi positive,*

alors toutes les solutions de (3.1) sont globalement uniformément bornées, et satisfont

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W(x) = 0$$

De plus si $W(x)$ est définie positive, alors l'équilibre $x_e=0$ est globalement uniformément asymptotiquement stable.

Lemme de convergence simple

Lemme: si une fonction réelle $W(t)$ satisfait l'inégalité :

$$W(t) + \alpha \int_0^t W(\tau) d\tau \leq W(0) \quad (\alpha \text{ est une constante}) \quad (3.15)$$

Alors $W(t) \leq W(0)e^{-\alpha t}$.

Le lemme ci-dessus implique que, si W est une fonction non négative, la satisfaction de (3.15) garantit la convergence exponentielle de W à zéro.

3.3.2 Fonction de commande de Lyapunov

Soit le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, u), \quad f(0,0) = 0 \quad (3.16)$$

On cherche une loi de commande telle que le point d'équilibre $x_e=0$ soit globalement asymptotiquement stable :

$$u = g(x) \quad (3.17)$$

Donc :

$$\dot{x} = f(x, g(x)) \quad (3.18)$$

Pour garantir cette stabilité, un bon choix des fonctions $V(x)$ et $W(x)$ est nécessaire. La commande u doit vérifier :

$$V(x) = \frac{\partial}{\partial t} f(x, g(x)) - W(x) \quad (3.19)$$

Un système pour lequel un bon choix de ces deux fonctions existe, est dit possédant une Fonction de Commande de Lyapunov (FCL).

Un bon choix permet de rendre négative la dérivée, sans supprimer les non linéarités utiles dans le système, ni augmenter inutilement l'effort fourni par l'actionneur.

3.3.3 Commande adaptative basée sur Lyapunov

L'idée centrale de l'utilisation de la fonction de Lyapunov dans la commande adaptative, consiste à calculer une loi de commande et une loi de mise à jour des paramètres, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction, définie positive est bien choisie, soit non positive [3.15], [3.16].

Le design adaptatif par Lyapunov sera présenté ici comme un cas particulier de la méthode du *backstepping*.

L'approche consiste donc à déterminer :

- Une fonction de Lyapunov ;
- Une loi de commande ;
- Et une loi d'adaptation.

3.3.3.1 Principe

Soit un système non linéaire décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x} = u + f(x)^T \theta \quad (3.20)$$

θ représente le vecteur des paramètres inconnus.

L'objectif est de déterminer une loi de commande $u(x, \theta)$ qui assure la stabilité de l'origine du système.

Pour atteindre cet objectif, on considère la fonction de contrôle de Lyapunov (FCL) sous la forme quadratique suivante :

$$V_1(x) = \frac{1}{2} x^2 \quad (3.21)$$

$V(x)$ est définie positive, sa dérivée s'écrit :

$$\dot{V}_1(x) = \dot{x} = x(u + f(x)^T \theta) \quad (3.22)$$

Le choix de la loi de commande :

$$u = -f(x)^T \theta - k_1 x \quad k_1 > 0 \quad (3.23)$$

permet de rendre $V_1(x)$ négative :

$$V_1(x) = -k_1 x^2 \quad (3.24)$$

3.3.3.2 Dans le cas où θ est inconnu :

Si θ est inconnu, le contrôleur (3.23) ne peut pas être réalisé. On remplace θ par un estimé à déterminer (basé sur le principe de l'équivalence certaine). La loi de commande (3.23) devient :

$$u = -f(x)^T \hat{\theta} - k_1 x \quad (3.25)$$

On obtient donc :

$$\dot{x} = -k_1 x + f(x)^T \tilde{\theta} \quad (3.26)$$

$\tilde{\theta}$: l'erreur d'estimation θ . $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$

$$V_1(x) = -k_1 x^2 + x (x)^T \tilde{\theta} \quad (3.27)$$

Le deuxième terme de la dérivée de la fonction de Lyapunov est inconnu et de signe indéfini.

On ne peut donc conclure sur la stabilité du système.

Afin d'assurer la stabilité de l'ensemble, on construit un contrôleur dynamique, en augmentant (3.25) d'une loi de mise à jour pour l'estimé $\tilde{\theta}$.

Soit alors la nouvelle fonction Lyapunov (3.28), qui contient en plus de la fonction initiale donnée par (3.21), un terme quadratique de l'erreur d'estimation $\tilde{\theta}$.

$$V_2(x) = \frac{1}{2} x^2 + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (3.28)$$

où Γ est une matrice définie positive qui représente le gain d'adaptation. La dérivée de V_2 devient alors :

$$\dot{V}_2(x) = -k_1 x^2 + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \left[\dot{\tilde{\theta}} + \Gamma^{-1} (x) \right] \quad (3.29)$$

La dérivée est toujours indéfinie. Cependant le choix de la dynamique de mise à jour (3.30) permet d'annuler le second terme de l'équation (3.29) :

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\tilde{\theta} = -\Gamma^{-1} (x) \quad (3.30)$$

La dérivée devient alors :

$$V_2(x) = -k_1 x^2 \quad 0 \quad (3.31)$$

Ce qui implique que le point d'équilibre est asymptotiquement globalement stable.

3.4 Conclusion

Les différentes méthodes de contrôle non-linéaires reposent dans leur conception sur la théorie de Lyapunov que nous avons exposé dans le présent chapitre.

Nous avons ainsi rappelé les conditions suffisantes de stabilité d'un système dynamique non-linéaire au sens de Lyapunov. Cependant, il est très difficile de guider l'utilisateur dans le choix de la fonction de Lyapunov, et rien ne permet pas de conclure si on ne trouve pas une telle fonction. Quelques techniques de conception de fonctions de Lyapunov ont été présentées.

Nous avons également introduit le design adaptatif par Lyapunov qui est un cas particulier de la méthode du *backstepping* (que nous traiterons plus loin).

Bibliographie.3

- [3.1] K. Turki. Nouvelles approches pour la synthèse de lois de commande non-linéaires robustes, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2010.
- [3.2] P. Giesl. Construction of global Lyapunov functions using radial basis functions, Springer, Mathematics Subject Classification, 2000.
- [3.3] A.M. Lyapunov. Problème général de la stabilité du mouvement, Ann. Fac. Sci. Toulouse, 1907, Translation of the Russian version, published 1893.
- [3.4] E. Barbasin, N. Krasovskii. On the existence of Lyapunov functions in the case of asymptotic stability in the large, Prikl. Mat. Mekh. 18 (1954), 345–350.
- [3.5] L. Fridman, A. Levant. Higher order sliding modes, In: W. Perruquetti et JP Barbot, Sliding mode Control in Engineering, New York: Marcel Dekker, 2002, pp. 53-101.
- [3.6] A. Levant. Variable measurement step in 2-sliding control, Kybernetika, 2000, Vol. 36, n°1, pp. 77-93.
- [3.7] I. Kanellakopoulos, P. Kokotovi , A.S. Morse. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems, IEEE Transactions on Automatic Control, 1991, Vol. 36, pp. 1241-1253.
- [3.8] H.K. Khalil. Nonlinear Systems, Third Edition, Prentice Hall, 2002, 750p.
- [3.9] M. Krsti , I. Kanellakopoulos, P. Kokotovi . Nonlinear and adaptative control design, New York : John Wiley & Sons, 1995, 563 p.
- [3.10] A.M. Lyapunov. The General Problem of the Stability of Motion. Taylor and Francis, 1992. English translation of the original publication in Russian from 1892.
- [3.11] R. Sepulchre, M. Jankovic, P.V. Kokotovic. Constructive Nonlinear Control, Springer, Santa Barabra, California, August 1996.
- [3.12] J.J. Slotine, Li. Weiping. Applied Nonlinear Control, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, January 1991.
- [3.13] W. Hahn. Stability of Motion, New York, Springer-Verlag, 1967.

- [3.14] M. Krsti ., P. Kokotovi . Adaptive nonlinear design with controller identifier separation and swapping, IEEE Transactions On Automatic Control, Vol. 40 N° 3, pp.426-440, 1995.
- [3.15] M. Ouassaid. Commande non-linéaires des machines électriques synchrones, Thèse de Doctorat, Ecole Mohammadia d'Ingénieurs, Rabat, 2006.
- [3.16] M. Ouassaid, **A. Nejmi**, M. Cherkaoui. Nonlinear Torque Control for PMSM: A Lyapunov Technique Approach, Proceedings of the 4th Enformatika International conference on Automation, Robotics and Autonomous Systems, vol. 6, pp. 118-121, 2005.
- [3.17] J.J. Slotine. Sliding mode controller design for non linear systems, International Journal Control, 1984, Vol. 40, n°2, pp. 421-434.

Chapitre 4

Théorie du Contrôle robuste à Mode Glissant

4.1 Introduction

Dans la pratique, de nombreux systèmes dynamiques, notamment les machines électriques, présentent en plus des perturbations extérieures (variation de la charge), des non-linéarités (frictions, hystérésis) et des perturbations paramétriques [4.14], [4.15], [4.16].

Par ailleurs, la commande en présence d'incertitudes est l'un des principaux sujets de la théorie du contrôle moderne. Lors de la formulation de tout problème de commande, il y a toujours un écart entre la dynamique réelle du système et son modèle mathématique utilisé pour la conception du contrôleur. Ces écarts (ou incompatibilités) proviennent principalement de perturbations externes, de paramètres inconnus et de la dynamique d'éventuels parasites [4.13].

La conception de lois de contrôle qui accomplissent les performances souhaitées en boucle fermée en présence de ces perturbations/incertitudes est une tâche très difficile pour l'ingénieur automaticien. Cela a suscité un vif intérêt pour le développement de méthodes de contrôle dites robustes, qui sont censées résoudre ce problème.

L'utilisation des algorithmes robustes de contrôle (vis-à-vis de ces non-linéarités et de ces perturbations) est donc une nécessité aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Une solution réside dans les commandes à structure variable à régime glissant et à composante discontinue [4.15], [4.25], [4.26].

Malgré le développement avancé et réussi de plusieurs méthodes telles que la commande *robuste adaptative* [4.5], *la commande H* [4.2] et le *backstepping* [4.4], le contrôle à *mode*

glissant (CMG) reste probablement l'approche la plus réussie dans le traitement des incertitudes/dynamique parasite [4.3], [4.6], [4.7].

Historiquement, les modes glissants ont été élaborés comme un cas spécial des systèmes à structure variable (SSV). Ces derniers comprennent une variété de structures, avec des règles de commutation entre ces différentes structures en temps réel pour obtenir les performances requises. L'utilisation d'une seule structure fixe pourrait être instable dans le cas d'un SSV. En résumé, un SSV peut être considéré comme une combinaison de sous-systèmes où chaque sous-système a une structure de contrôle fixe et valide dans une région spécifique du comportement du système.

Les modes glissants sont des phénomènes qui apparaissent dans les dynamiques des systèmes gouvernés par des équations différentielles avec un second membre (l'entrée/commande) à caractère discontinu. Le terme 'mode glissant' a fait son apparition pour la première fois dans le contexte des systèmes à relais.

L'idée du CMG est basée sur l'introduction d'une fonction nommée *variable glissante*. Dès que cette fonction, correctement conçue, devient égale à zéro, elle définit ce qui est appelé la *surface de glissement*.

L'objectif du CMS est de diriger les trajectoires du système vers la surface de glissement et d'y maintenir par la suite la dynamique du système, en exploitant les principales caractéristiques du mode glissant à savoir: son insensibilité aux perturbations externes et internes, la grande précision et la convergence en un temps fini des variables de glissement.

Le premier texte bien cité en anglais sur le CMG a été écrit par Itkis et publié en 1976 [4.8]. En 1980, les principales contributions à la théorie du SMG avaient été achevées et rapportées par la suite dans la monographie d'Utkin (en Russe) et sa version anglaise suivante [4.6]. Un examen complet a été publié par DeCarlo et al. Dans [4.9]. Dans ces publications (voir également les résultats avancés présentés dans les travaux ultérieurs [4.7] and [4.10]), la procédure en deux étapes pour la conception du CMG a été clairement énoncée :

- La première étape consiste à concevoir une loi de commutation de sorte que le mouvement du système sur la surface de glissement (appelé mouvement de glissement) satisfasse les spécifications de conception.

- La deuxième étape concerne la synthèse d'une loi de contrôle de manière à rendre la surface de glissement attractive pour les variables d'état du système en présence de perturbations/incertitudes externes et internes (cette dynamique n'est pas à priori définie lors de la modélisation du système). A noter que cette loi de contrôle n'est pas nécessairement discontinue.

Les *observateurs* basés sur le mode glissant permettent d'estimer les états du système en présence de perturbations externes inconnues, qui peuvent également être explicitement reconstituées en temps réel par un observateur.

Le broutage (*chattering*) des commandes reste un problème qui entrave la mise en œuvre du CMG. Résoudre ce défaut a été la principale motivation de l'émergence de ce que l'on appelle le mode glissant de deuxième ordre. Ainsi, la théorie traditionnelle du CMG, déjà mûrie, a reçu un coup de pouce significatif au milieu des années 1980, lorsque de nouvelles idées sur le «CMG 2nd ordre» apparurent [4.11] puis, au début des années 2000, lorsque des concepts du «CMG d'ordre supérieur» [4.12] ont été introduits.

Ces difficultés intrinsèques au CMG conventionnel sont atténuées par des contrôleurs à mode de glissement d'ordre supérieur qui sont capables de faire converger à zéro non seulement la variable de glissement mais également ses $(n-1)$ dérivées successives (mode de glissement d'ordre n). La nouvelle approche est efficace pour des degrés relatifs arbitraires, et l'effet de broutage est considérablement réduit, étant donné que la commutation de commande haute fréquence est "cachée" dans les dérivées supérieures de la variable de glissement.

L'utilité pratique des techniques de contrôle et d'observation à base de mode glissant est démontrée par une grande variété d'applications incluant les convertisseurs DC/DC et AC/DC, la commande des moteurs et générateurs AC et DC, le guidage et la commande des avions, des missiles et des robots.

Les lois de commande à régime glissant présentent, comparés aux lois de commande classiques et linéaires, des performances améliorées en ce qui concerne notamment [4.15] :

- le comportement en régime transitoire ;
- la stabilité asymptotique ;

- l’insensibilité par rapport à des non-linéarités du système, des variations de paramètres et des bruits ;
- la robustesse (en particulier vis-à-vis de dynamiques mal modélisées).

Nous présentons dans ce chapitre un résumé de la théorie de contrôle à structure variable basé sur le mode de glissement (ou mode glissant) [4.16], [4.17], [4.18], [4.19], et les étapes à suivre pour concevoir une commande robuste, dans la perspective de l’utiliser par la suite dans la commande de la GADA.

4.2 Théorie du contrôle à mode glissant

4.2.1 La dynamique des systèmes à structure variable

Le contrôle à mode glissant est une application de la théorie des systèmes à structure variable dont la structure change pendant le fonctionnement. Ce fait est dû à la commutation du système (ou sa commande) entre deux ou plusieurs structures.

La dynamique des systèmes non-linéaires comportant des discontinuités peut être décrite par l’équation typique :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t) \end{cases} \quad (4.1)$$

La fonction $f(x_1, x_2, t)$ est une perturbation (à priori inconnue) qui pourrait comprendre toutes les incertitudes et les paramètres non modélisés.

(x_1, x_2) est le vecteur d’état.

u est la commande d’entrée.

Il s’agit donc de concevoir une loi de *contrôle rétroactive* $u = u(x_1, x_2, t)$ qui est censée conduire, asymptotiquement, les variables d’état vers leurs références (supposant pour simplification que $x_{1r} = x_{2r} = 0$), ou vers un voisinage de zéro après une phase transitoire de durée acceptable.

Une bonne candidate pour la *dynamique compensée* désirée pour le système (4.1) est l’équation différentielle homogène linéaire invariante suivante:

$$\dot{x}_1 + c \cdot x_1 = 0 \quad c > 0 \quad (4.2)$$

Puisque $x_2(t) = x_1(t)$, une solution générale de l'équation (4.2) et sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} x_1(t) &= x_1(0)e^{-c} \\ x_2(t) &= -cx_1(0)e^{-c} \end{aligned} \quad (4.3)$$

$x_1(0)$ e $x_2(0)$ sont les conditions initiales (resp) de $x_1(t)$ e $x_2(t)$.

$x_1(t)$ et $x_2(t)$ convergent alors à zéro asymptotiquement. A noter qu'aucun effet de la perturbation $f(x_1, x_2, t)$ sur la dynamique de l'état compensée n'est observé.

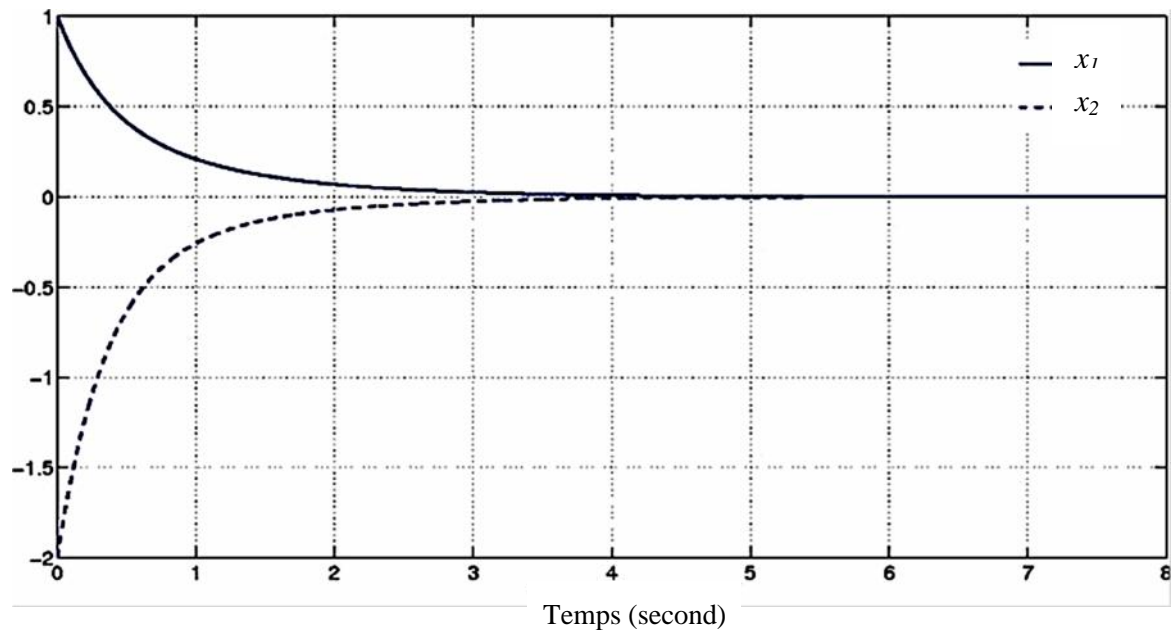


Figure 4. 1: Exemple de convergence asymptotique de x_1 et x_2

4.2.2 Conception de la commande par mode glissant du premier ordre

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche. En général, pour réaliser ce type de commande, trois étapes doivent être effectuées:

- Choix de la surface de glissement ;
- Détermination des conditions d'existence du régime glissant ou conditions de convergence;
- Synthèse des lois de commande du mode glissant.

4.2.2.1 Définition et choix de la surface de glissement

Comment les dynamiques compensées pourraient-elles être réalisées?

Tout d'abord, nous introduisons une nouvelle variable dans l'espace d'état du système de l'équation (4.1):

$$\sigma = cx_1 + x_2 \quad (4.4)$$

Ou $\sigma = cx_1 + x_1$

Définition 4.1

La variable σ est appelée variable glissante (ou variable de glissement).

Définition 4.2.

L'équation (4.4) réécrite sous la forme $\sigma = cx_1 + x_2 = 0$, correspond à une surface dans l'espace d'état du système (4.1) appelée **surface de glissement**.

D'un point de vue géométrique, l'équation $\sigma=0$ définit une surface dans l'espace d'état. Les trajectoires du système commandé sont forcées de rester au voisinage de cette surface, le long de laquelle le comportement du système répond aux exigences de la commande.

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé.

Généralement, le nombre de surfaces de glissement est choisi égal à la dimension du vecteur de commande.

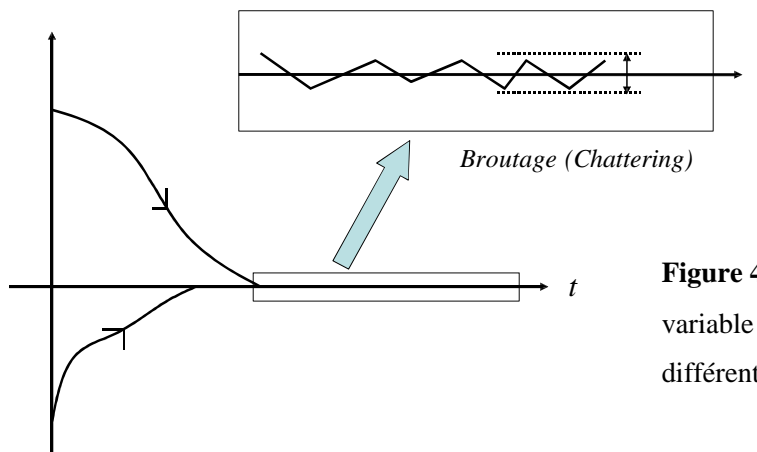


Figure 4. 2: Evolution typique de la variable de glissement à partir de différentes conditions initiales

Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente certaines performances selon l'application en question.

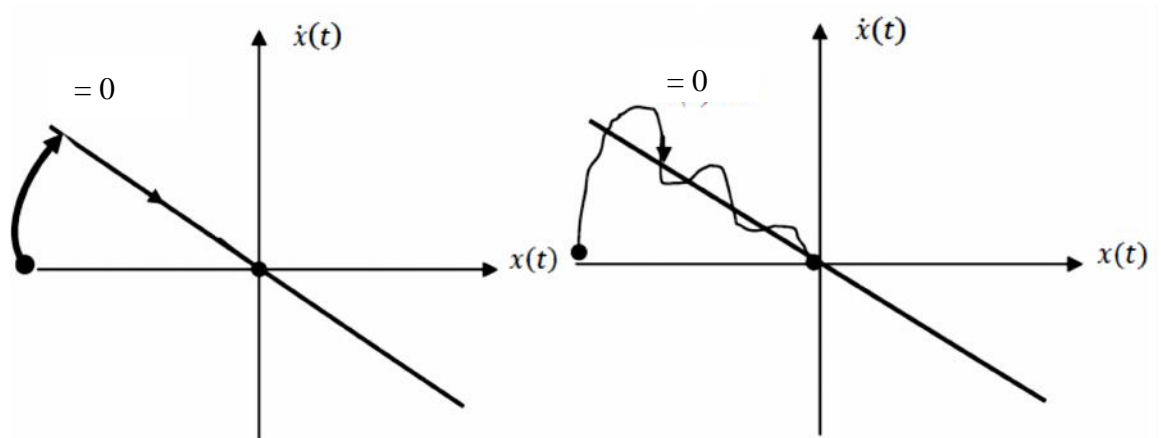


Figure 4.3 : a) Glissement idéal

b) Glissement réel

Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation en fonction du vecteur d'erreur $e(t)$ [4.2], conjointement avec un certain nombre de ses dérivés.

$$\sigma = \sigma(e, \dot{e}, \dots, e^{(k)})$$

Le choix le plus typique pour le mode glissant est une combinaison linéaire du type suivant :

Pour un second ordre : $\sigma = c_1 \dot{e} + e$

Pour un ordre trois : $\sigma = c_0 e + c_1 \dot{e} + \dot{e}^2$

Pour un ordre n : $\sigma = e^{n-1} + \sum_0^{n-2} c_i e^{(i)}$

Avec des coefficients c_i choisis correctement, toute solution de l'équation $\sigma=0$ assure les performances de stabilité du système. Si tel est le cas, la principale tâche de la commande serait donc d'assurer que l'équation $\sigma=0$ soit vérifiée après un temps fini, sans se soucier des autres aspects relatifs au modèle du système.

La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence (donné par SLOTINE [4.25]), est définie par:

$$\sigma(e) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^k e \quad \lambda > 0$$

Le choix du paramètre positif λ est presque arbitraire et définit le pôle unique de la «dynamique réduite» résultante du système lors du glissement.

Le paramètre entier k est au contraire plutôt critique, il doit être égal à $n-1$, avec n le degré *relatif* entre x et u .

4.2.2.2 Conception de la loi de commande : approche de Lyapunov

L'approche de Lyapunov est une condition globale d'accès au mode glissant. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e $\dot{V}(x) < 0$).

Afin d'obtenir une convergence asymptotique des variables d'état avec un temps de réponse donné comme dans l'équation (4.3), en présence de la perturbation bornée $f(x_1, x_2, t)$, nous devons conduire la variable σ de l'équation (4.4) à zéro en un temps fini, au moyen de la commande u .

Cette tâche peut être réalisée en appliquant les techniques de la fonction de Lyapunov (Chapitre 3) aux dynamiques de σ qui sont obtenues en utilisant les équations (4.1) et (4.4):

$$\dot{\sigma} = cx_2 + u + f(x_1, x_2, t) \quad \sigma(0) = \sigma_0 \quad (4.5)$$

Pour la dynamique (5), une fonction candidate de Lyapunov est introduite sous la forme :

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (4.6)$$

Afin de fournir la stabilité asymptotique de l'équation (4.5) autour du point d'équilibre $\sigma = 0$, les conditions suivantes doivent être remplies:

a) $V > 0 \quad \sigma \neq 0,$

b) $\lim_{\sigma \rightarrow \infty} V(\sigma) = \infty$

La condition b) est évidente.

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant), il suffit d'assurer que:

$$\dot{V}(x) < 0$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface de glissement, mesurée par $\sigma^2(\mathbf{x})$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés.

La fonction f est bornée, soit : $|f| \leq L, L > 0$.

On choisit une commande u comme suit :

$$u = -cx_2 + v \quad (4.7)$$

$$v = -\rho \operatorname{sgn}(\sigma) = \begin{cases} -\rho & \text{si } \sigma > 0 \\ \rho & \text{si } \sigma < 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

$$\operatorname{sgn}(0) \in [-1, 1]$$

ρ est un gain positif.

Donc :

$$u = -cx_2 - \rho \operatorname{sgn}(\sigma) \quad (4.9)$$

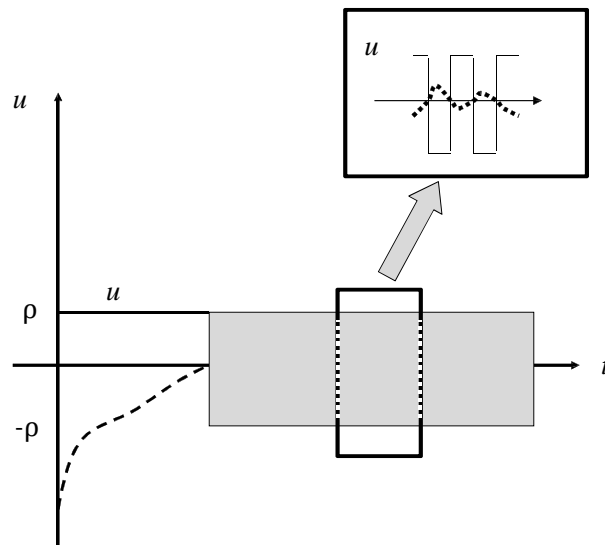


Figure 4. 4 : Évolution typique du signal de contrôle v (la ligne pointillée représente v)

Soit :

$$\rho = L + \frac{\alpha}{2} \quad (4.10)$$

α est une constante positive.

On a :

$$\begin{aligned} V &= \sigma \dot{\sigma} \\ V &= \sigma (cx_2 + u + f(x_1, x_2, t)) \end{aligned} \quad (4.11)$$

On peut écrire :

$$V = \sigma (cx_2 + u + f(x_1, x_2, t)) + \sigma \left(|\sigma|L - \sigma \left(L + \frac{\alpha}{2} \right) \right) \text{si } \sigma < 0 \quad (4.12)$$

Donc :

$$V - |\sigma| \frac{\alpha}{2} = -\alpha V^{1/2} \quad (4.13)$$

Pour $\sigma < 0$, la condition a) est ainsi vérifiée.

- **Le temps de convergence vers la surface de glissement**

En séparant les variables et en intégrant l'inégalité (4.13) sur l'intervalle de temps $0 \leq t \leq T_0$, on obtient :

$$2(V^{1/2}(t) - V^{1/2}(0)) = -\alpha t \quad (4.14)$$

Donc :

$$V^{1/2}(t) = V^{1/2}(0) - \frac{\alpha}{2} t \quad (4.15)$$

Par conséquent, $V(t)$ atteint zéro en un temps fini T_0 qui est borné par :

$$T_0 = \frac{2V^{1/2}(0)}{\alpha} = \frac{\sigma(0)}{\alpha} = \frac{cx_1(0) + x_1(0)}{\alpha} \quad (4.16)$$

On en déduit que la commande $[u = -cx_2 - \rho - \alpha \sigma]$ choisie entraîne la variable σ à zéro en un temps fini et la maintient à zéro par la suite, indépendamment de la perturbation f .

Remarque 4.1.

Il est évident que σ doit être une fonction de la commande u pour concevoir avec succès le régulateur de l'équation (4.5). Cette observation doit être prise en compte lors de la conception de la variable donnée à l'équation (4.4).

Remarque 4.2.

La première composante du gain de contrôle de l'équation (4.9) est conçue pour compenser la perturbation bornée $f(x_1, x_2, t)$; tandis que le second terme $\frac{\alpha}{2}$ est responsable de la détermination du temps nécessaire pour atteindre la surface de glissement. Plus α est grand, plus le temps de convergence est court.

Définition 4.3.

La condition (4.13) est équivalente à :

$$\sigma \dot{\sigma} - |\sigma| \frac{\alpha}{2} > 0 \quad (4.17)$$

Elle est souvent appelée la condition d'existence. Répondre à cette condition signifie que la trajectoire du système de l'équation (4.1) est entraînée vers la surface de glissement et y reste par la suite.

Définition 4.4.

La commande $u = u(x_1, x_2, t)$ qui entraîne les variables d'état x_1 e x_2 vers la surface de glissement en un temps fini T_0 , et les maintient ensuite sur cette surface en présence de la perturbation bornée $f(x_1, x_2, t)$, est appelé un contrôleur à mode glissant. Un mode de glissement idéal est dit avoir lieu dans le système (4.1) pour tout $t > T_0$.

Remarque 4.3.

La commande nécessaire $u(t)$ est solution d'une équation dépendante du signe de la fonction de surface σ . Sous cette commande discontinue $u(t)$, le comportement dynamique du système bouclé devient celui du système défini par $\sigma=0$. Il y a ainsi «structure variable» puisque la dynamique du système à commander est maintenant définie par $\sigma = 0$ au lieu d'être définie par la transmittance entre la sortie $x(t)$ et l'entrée $u(t)$.

On déduit de ce qui précède qu'une commande à mode glissant conduit le système à un état dans lequel la dynamique du système peut être décrite par une équation différentielle d'un ordre inférieur à celui du système original. Dans cet état, le système est complètement

indépendant, *théoriquement*, de la modification de certains paramètres et des effets de certaines perturbations externes (par exemple une charge non linéaire).

4.2.1.1 Atténuation et élimination du phénomène du « *chattering* »

Dans de nombreux systèmes de commande, y compris les moteurs à courant continu et la commande d'avions, il est important d'éviter le *chattering* dans la commande en fournissant des signaux de commande continus/lisses: par exemple, les surfaces aérodynamiques d'avions ne peuvent pas se déplacer en va-et-vient à haute fréquence. Mais en même temps, il est souhaitable de conserver la robustesse /insensibilité du système de contrôle aux incertitudes des modèles et aux perturbations externes.

a) Mode Quasi-glissant

Une solution évidente pour rendre la fonction de commande continue/lisse est d'approcher la fonction discontinue *sign* par une fonction continue. Par exemple, elle pourrait être remplacée par une "*fonction sigmod*" :

$$v = -\rho \frac{\sigma}{|\sigma| + \varepsilon} \quad \varepsilon > 0 \quad \varepsilon \rightarrow 0 \quad (4.18)$$

La valeur de ε doit être choisie pour compenser l'exigence de maintenir une performance idéale avec celle d'assurer une action de contrôle souple.

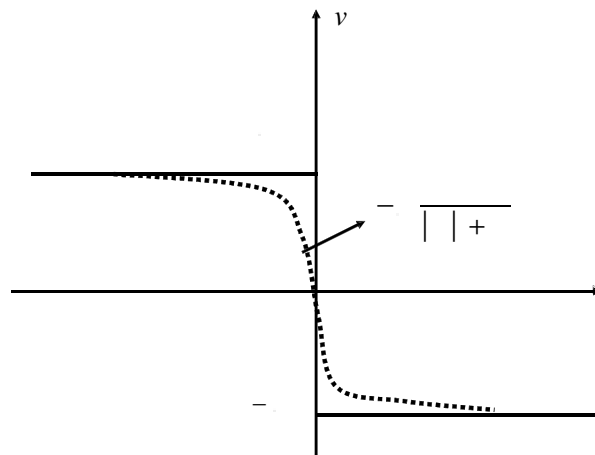


Figure 4.5 : contrôle adouci à mode glissant

b) Mode glissant asymptotique (ou intégral)

Dans cette section, nous envisageons une autre approche pour concevoir un contrôle continu qui est robuste aux perturbations bornées. L'idée est de concevoir un *CMG* en fonction de la dérivée de la fonction de contrôle. Dans ce cas, la commande réelle, qui est l'intégrale de la fonction de commutation à haute fréquence, est continue. Cette approche est appelée atténuation de chattering, puisqu'un certain résidu périodique est observé dans la commande en mode glissant après l'intégration de la fonction de commutation haute fréquence.

Pour procéder, le système de l'équation (4.1) est réécrit comme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; & x_1(0) = x_1 \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t); & x_2(0) = x_2 \\ u = v; & u(0) = 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

Nous supposons que $f(x_1, x_2, t)$ et sa dérivée sont bornées :

$$|f(x_1, x_2, t)| \leq L \quad (4.20)$$

$$|\dot{f}(x_1, x_2, t)| \leq \bar{L} \quad (4.21)$$

Afin d'obtenir une atténuation du *chattering*, on introduit la variable de glissement auxiliaire suivante :

$$s = \sigma + c\sigma \quad c > 0 \quad (4.22)$$

Si nous concevons une loi de commande v qui réalise la convergence de s en un temps fini, alors le mode de glissement idéal se produit dans la surface de glissement $s = \sigma + \bar{c}\sigma = 0$.

Donc :

$$\sigma = 0, \quad \dot{\sigma} = 0, \quad x_1 = 0 \quad e \quad x_2 = 0$$

Cependant, nous n'aurons pas un mode de glissement idéal, mais plutôt un mode de glissement asymptotique se produira dans le système (4.19) puisque la variable de glissement d'origine σ converge vers zéro de façon asymptotique. C'est le prix à payer pour l'atténuation du *chattering*.

En utilisant l'équation suivante :

$$\dot{s} = s \left((v + ccx_2) + (c + c)u + (c + c)f(x_1, x_2, t) + f(x_1, x_2, t) \right) \quad (4.23)$$

Pour concevoir le CMG, on choisit v comme suit :

$$v = -ccx_2 - (c + c)u + v_1 \quad (4.24)$$

Soit :

$$v_1 = -\rho \quad (s) \quad (4.25)$$

Donc (4.23) devient :

$$\dot{s} = s \left(v_1 + (c + c)f(x_1, x_2, t) + f(x_1, x_2, t) \right) \quad s^{-1} + |s|((c + c)L + \bar{L}) \quad (4.26)$$

$$\dot{s} = |s|(-\rho + (c + c)L + \bar{L}) \quad (4.27)$$

Si on choisit :

$$\rho = (c + c)L + \bar{L} + \frac{\alpha}{2} \quad (4.28)$$

Alors la loi de contrôle v entraîne s à zéro en un temps fini t_a :

$$t_a = \frac{\bar{s}(0)}{\alpha} \quad (4.29)$$

$$v = -ccx_2 - (c + c)u - \rho \quad (s) \quad (4.30)$$

$$u = \int v$$

La loi de régulation v contient le terme de commutation à haute fréquence $\rho \quad (s)$ qui produit du *chattering*. Toutefois, ce dernier est atténué dans la commande réelle $u = v \quad .$ (Effet intégral).

Remarque 4.4.

Pour mettre en œuvre la commande à mode de glissement continu il est nécessaire de calculer σ . Cela peut être fait numériquement; cependant, on peut utiliser les observateurs à mode glissant qui seront discutés plus loin.

4.2.2.3 Concept de contrôle équivalent

Ces procédés présentaient, au début, l'inconvénient d'imposer aux entrées des commutations rapides qui devaient être tolérées par les actionneurs. Ces oscillations appelées «*chattering*» en anglais ou «*broutement*» en français, ne s'observent pas à la sortie vu le caractère filtre passe-bas des systèmes bouclés. Avec les améliorations apportées aux lois de commande à mode glissant, ces oscillations sont très fortement réduites par le concept de commande équivalente (la commutation se situe dans la composante de haute fréquence de la commande) qui permet au point de fonctionnement de rester proche de la surface de glissement et assure donc la dynamique imposée.

Une telle structure dont le principe est montré sur la Figure 4.6 présente un réel avantage. Elle permet de prépositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité.

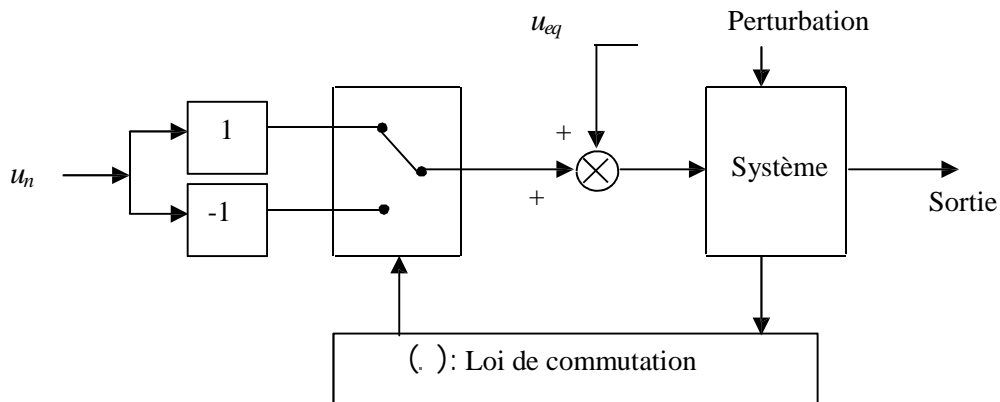


Figure 4. 6 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Nous avons vu qu'après un temps fini T_0 la surface de glissement $\sigma = cx_1 + x_2 = 0$ est atteinte, et que les variables d'état x_1 e x_2 y restent pour $t > T_0$.

C'est-à-dire :

$$\sigma = cx_2 + u + f(x_1, x_2, t) = 0 \quad p \quad t > T_0 \quad (4.31)$$

Une fonction de contrôle qui satisfait l'équation (4.19) peut être facilement calculée comme suit:

$$u_{eq} = -cx_2 - f(x_1, x_2, t) \quad (4.32)$$

Définition 4.5.

La fonction de commande u_e appelée *la commande équivalente*, est appliquée au système (4.1) après avoir atteint la surface de glissement, pour assurer que la trajectoire du système reste sur cette surface par la suite.

On sait que la dynamique du système (4.1) dans le mode glissant (quand $\sigma = cx_1 + x_2 = 0$ pour $t > T_0$) est commandée par le contrôle équivalent $u_e = -cx_2 - f(x_1, x_2, t)$.

Donc pour $t > T_0$, le système (4.1) devient :

$$\begin{aligned} x_1 &= x_2 \\ x_2 &= (-cx_2 - f(x_1, x_2, t)) + f(x_1, x_2, t) = -cx_2 \\ x_1(T_0) &= x_{1T_0} \\ x_2(T_0) &= x_{2T_0} \end{aligned} \quad (4.33)$$

La solution est évidente :

$$x_1(t) = x_{1T_0} e^{-c(t-T_0)} \quad (4.34)$$

$$x_2(t) = -cx_{1T_0} e^{-c(t-T_0)} \quad (4.35)$$

Remarque 4.5.

La fonction de commande u_e n'est pas la commande réelle qui est appliquée au système (4.1) dès que la surface de glissement est atteinte. De plus, cette commande ne peut généralement pas être mise en oeuvre, puisque la perturbation bornée $f(x, t)$ n'est pas connue. En réalité, l'action de commande équivalente décrit l'effet «moyen» de la commande de commutation haute fréquence (4.9) sur le système (4.1).

La moyenne peut être réalisée par un filtrage passe-bas (FPB) du terme de commutation à haute fréquence $\rho \text{si} t (\sigma)$ dans la loi de contrôle (4.9). Par conséquent, le contrôle équivalent peut être estimé (en temps réel) comme suit:

$$\hat{u}_e = -cx_2 - \rho \quad (\text{si} t (\sigma)) \quad \text{pour } t > T_0 \quad (4.36)$$

Par exemple, le FPB peut être implémenté comme une équation différentielle de premier ordre :

$$\tau \dot{z} = -z + si \iota (\sigma) \quad (4.37)$$

$$\hat{u}_e = -cx_2 - \rho \quad (4.38)$$

τ est une constante positive représentant la constante de temps du filtre. Le signal u_{eq} peut être estimé très précisément par \hat{u}_e en choisissant τ aussi petit que possible, mais plus grand que le temps d'échantillonnage du FPB implémenté [4.1].

Le terme de perturbation peut être facilement estimé:

$$\hat{f}(x_1, x_2, t) = \rho \quad (si \iota (\sigma)) \quad \text{pour } t > T_0 \quad (4.39)$$

Les composantes du vecteur commande équivalente sont alors définies comme les valeurs moyennes des composantes du vecteur de commande u qui maintiennent l'état du système sur la surface de glissement. Ce sont des termes continus de commande.

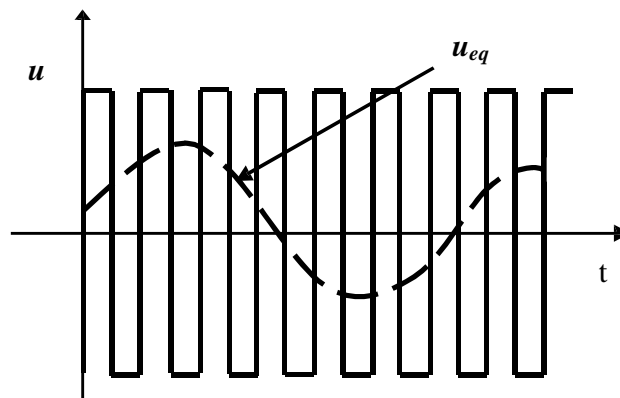


Figure 4. 7 : Commande équivalente u_{eq}

4.2.2.4 Propriétés d'affinité et d'insensibilité

On a vu que la dynamique du système en mode glissant ne dépend pas de la perturbation bornée $f(x_1, x_2, t)$. Cependant, il faut garder à l'esprit que cette perturbation n'apparaît que dans la deuxième équation du système (4.1). La question est de savoir si cette propriété d'insensibilité de la dynamique du système en mode glissant aux perturbations / incertitudes

bornées peut être étendue aux perturbations / incertitudes bornées apparaissant dans la première équation du système (4.1).

Pour traiter ce problème, soit le système suivant [4.1]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi(x_1, x_2, t); & x_1(0) = x_{10} \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t); & x_2(0) = x_{20} \end{cases} \quad (4.40)$$

Avec $|f(x_1, x_2, t)| \leq L$ et $|\varphi(x_1, x_2, t)| \leq P$.

Supposons qu'un CMG u est conçu pour entraîner les trajectoires du système (4.40) vers la surface de glissement ($\sigma = \mathbf{c}x_1 + x_2 = \mathbf{0}$) en un temps fini T_0 et maintenir le mouvement sur la surface par la suite. La dynamique du système en mode glissant peut être facilement dérivée en utilisant l'approche de contrôle équivalente déjà présentée. Dans cet exemple, la dynamique à ordre réduit est décrit par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \varphi(x_1, x_2, t); & x_1(T_0) = x_{1T_0} \\ \dot{x}_2 = -c x_1 \end{cases} \quad (4.41)$$

On peut remarquer que la perturbation $f(x_1, x_2, t)$ n'affecte pas la dynamique du système en mode glissant alors que la perturbation $\varphi(x_1, x_2, t)$ de la première équation (où le contrôle est absent) peut empêcher la variable d'état de converger vers zéro dans le mode glissant. La perturbation $f(x_1, x_2, t)$ est appelée *perturbation appariée (matched en anglais) par la commande*, et la perturbation $\varphi(x_1, x_2, t)$ est appelée *perturbation non appariée (unmatched)*.

4.2.3 Contrôleurs à mode glissant de deuxième ordre

Au début des années 80, la communauté de contrôle avait compris que le principal inconvénient du CMG est l'effet «*chattering*» [4.22], [4.24]. Il a été démontré que cet effet est principalement causé par une dynamique en cascade non modélisée qui augmente le degré relatif du système et perturbe le mode de glissement idéal existant dans le système [4.20], [4.21].

Afin de surmonter le problème de chattering, le concept de mode glissant de second ordre (CMGSO) a été introduit dans les travaux de thèse de A. Levant (Levantovskii).

Le premier problème est la conception de la variable glissante. Essayons la variable de glissement non linéaire suivante pour le système (4.1):

$$\sigma = x_2 + c|x_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(x_1) \quad (x_1) \quad c > 0 \quad (4.42)$$

Remarque 4.6.

La surface de glissement qui correspond à la variable de glissement de (4.42) est continue (voir Figure 4.8):

$$x_2 + c|x_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(x_1) = 0 \quad (4.43)$$

Le deuxième problème est de concevoir la commande u qui entraîne la variable de glissement à zéro en un temps fini T_0 . Les équations en mode de glissement du système (1) sont comme suit pour $t > T_0$:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 ; & x_1(T_0) = x_{1T_0} \\ \dot{x}_2 = -c|x_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(x_1) \end{cases} \quad (4.44)$$

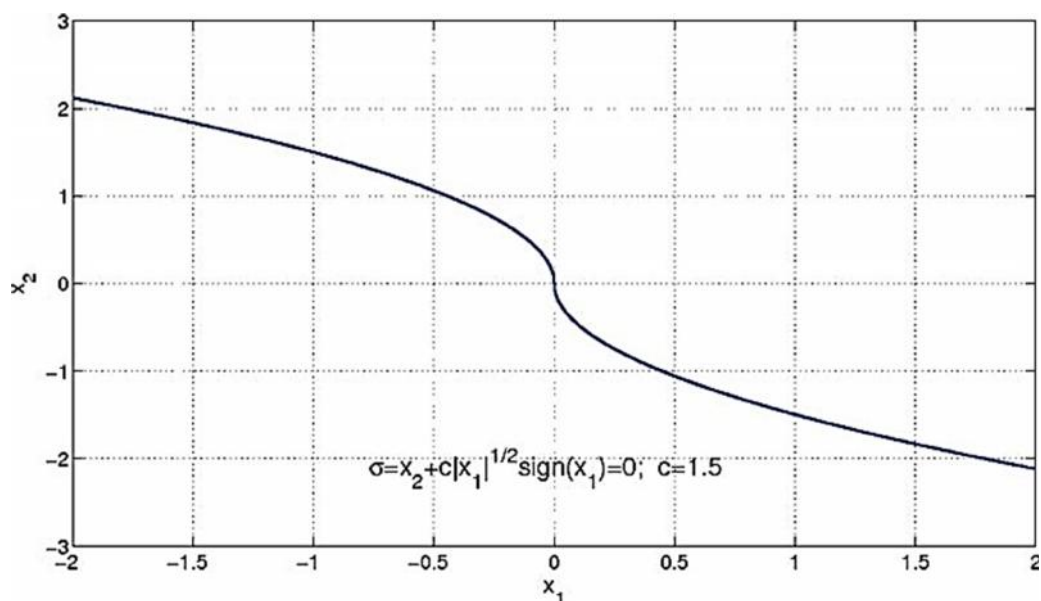


Figure 4. 8: Surface de glissement d'un mode glissant de second ordre

L'équation (4.44) peut être réécrite comme une équation différentielle non linéaire :

$$\dot{x}_1 = -c|x_1|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(x_1) \quad (x_1) \quad ; \quad x_1(T_0) = x_{1T_0} \quad (4.45)$$

En intégrant cette équation, nous obtenons :

$$|x_1(t)|^{\frac{1}{2}} - |x_{1T_0}|^{\frac{1}{2}} = -\frac{c}{2}(t - T_0) \quad (4.46)$$

Donc $x_1(t)$ tend vers 0 après un temps \bar{T}_0 :

$$\bar{T}_0 = \frac{2}{c}|x_{1T_0}|^{\frac{1}{2}} + T_0 \quad (4.47)$$

De toute évidence, le temps de convergence vers la surface de glissement est inférieur à T_0 , alors que le temps nécessaire pour que les variables d'état atteignent zéro sur la surface de glissement est inférieur à $\bar{T}_0 - T_0$.

Nous proposons une commande u qui entraîne la variable de glissement à zéro comme suit:

$$u = -\rho \quad (\sigma) = -\rho \quad \left(x_2 + c|x_1|^{\frac{1}{2}}s_1 \quad (x_1) \right) \quad (4.48)$$

Où le gain positif ρ est suffisamment grand.

Définition.4.5.

*La commande $u = u(x_1, x_2, t)$ dans l'équation (4.48), avec une surface glissante non-linéaire (4.42), qui entraîne la variable d'état x_1 et sa dérivée à zéro en un temps fini inférieur à \bar{T}_0 , en présence d'une perturbation bornée, est appelée **commande à mode de glissement de second ordre** (CMG-2). Un CMG-2 idéal est dit avoir lieu dans le système (4.1) pour tout $t > T_0$.*

Conclusion

L'utilisation des algorithmes robustes de contrôle vis-à-vis des non-linéarités, des incertitudes et des perturbations, est une nécessité aussi bien en régulation qu'en poursuite de trajectoire. Le contrôle à mode glissant, qui est un cas des systèmes à structure variable, constitue l'une des solutions qui ont démontré d'excellentes performances en termes de robustesse.

Dans ce chapitre, nous avons amplement présenté la théorie qui encadre le contrôle à mode glissant, notamment, le choix de la surface de glissement et la conception d'une loi de commande appropriée.

Nous avons, également, introduit le concept de la commande équivalente qui permet de prépositionner l'état futur du système qui n'est que la valeur désirée du système en régime permanent.

Le principal inconvénient du CMG standard est l'effet «*chattering*» causé, principalement, par une dynamique en cascade non modélisée qui augmente le degré relatif du système et perturbe le mode de glissement idéal. Afin de surmonter ce problème de chattering, le concept de mode glissant de second ordre (CMGSO) a été introduit et expliqué.

Bibliographie.4

- [4.1] Y. Shtessel, L. Fridaman, A. Levant, Sliding Mode Control and Observation, Control Engineering, Springer, London, 2010.
- [4.2] B.M. Chen, Robust and H1 control. Series: Communication and Control Engineering. Springer, Berlin, 2000.
- [4.3] C. Edwards, S. Spurgeon, Sliding Mode Control: Theory and Applications. Taylor and Francis, London, 1998.
- [4.4] J.M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic. Nonlinear and Adaptive Control Design. Wiley, New York, 1995.
- [4.5] S. Sastry, M. Bodson. Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness. Prentice-Hall Advanced Reference Series (Engineering). Prentice-Hall, New Jersey, 1994.
- [4.6] V.I. Utkin. Sliding Modes in Optimization and Control Problems. Springer, New York, 1992.
- [4.7] V.I. Utkin, J. Guldner, J. Shi. Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. Taylor and Francis, London, 1999.
- [4.8] Y. Itkis. Control Systems of Variable Structure. Wiley, New York, 1976.
- [4.9] R.A. DeCarlo, S.H. Zak, G.P. Matthews. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial. Proc. IEEE 76(3), 212–232, 1988.
- [4.10] V. Acary, B. Brogliato, Y. Orlov. Chattering-free digital sliding-mode control with state observer and disturbance rejection. IEEE Trans. Automat. Contr. 57(5), 1087–1101, 2012.
- [4.11] A. Levant, L.V. Levantovsky. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. Int. J. Control 586, 1247–1263, 1993.
- [4.12] A. Levant. Universal SISO sliding-mode controllers with finite-time convergence. IEEE Trans. Automat. Control 46(9), 1447–1451, 2001.

- [4.13] P-E. Vidal, *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation*, Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [4.14] K.K.D. Young, *Variable Structure Control for Robotics and Aerospace Applications*, Elsevier, 1993.
- [4.15] P. Lopez, A. S. Nouri, *Théorie Elémentaire Et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissants*, Springer, 2006.
- [4.16] V.I. Utkin, *Variable Structure systems with Sliding Modes*. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 22, 2, 212-222, 1977.
- [4.17] R.A. DeCarlo, S.H. Zak, G. Mathews, *Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial*, *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, No. 3, Mar. 1988
- [4.18] J. Y. Hung, W. Gao, and J.C. Hung, *Variable Structure Control: A Survey*, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 40, No. 1, Feb. 1993
- [4.19] G. Bartolini, L. Fridman, A. Pisano, E. Usai (Eds.), *Modern Sliding Mode Control Theory. New Perspectives and Applications*. Springer Lecture Notes in Control and Information Sciences, Vol. 375.
- [4.20] A.G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostlyeva, V.I. Utkin. *Sliding modes in systems with asymptotic state observers*. *Automatica i Telemekhanica (Automation and Remote Control)* 46(5), 679–684 (1985).
- [4.21] S.V. Emel'yanov, S.K. Korovin, L.V. Levantovsky. *Second order sliding modes in controlling uncertain processes*. *Soviet Journal of Computer and System Science* 24(4), 63–68, 1986.
- [4.22] V.I. Utkin (ed.). *Sliding Modes in Control Optimization*. Springer, Heidelberg (1992)
- [4.23] A. Filippov. *Differential equations with discontinuous right-hand side*. Kluwer, Dordrecht (1988)
- [4.24] L. Fridman, J. Moreno, *Sliding modes after the first decade of the 21st century: state of the art*, *Control Engineering*, Springer, Berlin, 2011.

[4.25] J.J.E. Slotine, W. Li, Applied nonlinear control, Prentice Hall, USA, 1998

[4.26] H. Buhler. Réglage par mode de glissement. Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.

Chapitre 5

Optimisation de la puissance aérodynamique d'une turbine éolienne par Commande Backstepping à Mode Glissant.

5.1 Introduction

Afin de déterminer le point de fonctionnement optimal de l'éolienne, il est essentiel d'inclure un algorithme de poursuite de la puissance maximale (MPPT) dans le système. Beaucoup a été écrit sur le sujet des algorithmes MPPT, en particulier pour les systèmes d'énergie éolienne. Raza Kazmi et al. [5.20] a examiné de nombreux algorithmes de MPPT pour l'optimisation de la puissance aérodynamique, et a conclu que les deux méthodes décrites dans Hui et Bakhshai [5.21] et Kazmi et al. [5.22] sont la meilleure solution, en raison de leurs capacités de poursuite adaptative et d'autoréglage.

Dans la même ligne, plusieurs travaux de recherche ont été menés dans le domaine de l'extraction de la puissance aérodynamique maximale en fonction de la vitesse du vent à charge partielle. Dans [5.3], le système d'inférence à logique floue neuro-adaptatif (ANFIS) est utilisé pour maintenir la puissance de sortie de la turbine à sa valeur maximale. Afin d'améliorer la puissance dans un régime de vitesse du vent erratique, un générateur d'énergie équipé d'une transmission variable continue (CVT) a été proposé. ANFIS sert à ajuster la vitesse du système afin de réguler le rendement à sa valeur optimale. L'extraction de la puissance maximale en utilisant la commande basée sur le réseau neuronal (NN) d'une éolienne connectée au réseau est discutée dans [5.1].

Dans [5.2], un contrôle backstepping est utilisé pour contrôler une turbine éolienne à vitesse variable avec un générateur synchrone à aimant permanent. L'algorithme proposé est utilisé

pour éliminer l'incertitude des paramètres à la fois dans les systèmes électriques et mécaniques, en assurant une erreur de poursuite minimale de la vitesse du générateur.

Une partie de la littérature a été consacrée à l'extraction de la puissance maximale sans utiliser les informations sur la vitesse du vent. Dans [5.3], la combinaison du contrôle linéaire de l'angle d'incidence et la commande non-linéaire H du couple avec un observateur super-twisting est discutée. Sans utiliser la vitesse du vent, le contrôle H du couple permet de tenir compte de la dynamique du vent et celle de la turbine éolienne avec l'atténuation des perturbations d'entrée et de sortie du système.

Un contrôle à base de la logique floue (FLC) est développé pour une extraction de puissance maximale à charge partielle dans [5.4]. L'objectif principal du FLC est de suivre la puissance optimale en ajustant la vitesse de rotation de la turbine. L'avantage de FLC est qu'il ne nécessite aucune information sur la vitesse du vent. Les entrées du FLC sont la vitesse du rotor et la puissance mécanique, la sortie est la vitesse du rotor de référence.

Le contrôle basé sur la fonction de polarisation radiale pour une turbine éolienne à pas variable est proposé dans [5.5] pour différentes zones opérationnelles de la vitesse du vent. L'approche de la stabilité par Lyapunov est utilisée pour mettre à jour les pondérations du contrôle. Un contrôle de linéarisation de l'état statique et dynamique non-linéaire pour l'optimisation de puissance est abordé dans [5.6], [5.7], où la vitesse du vent est estimée par la méthode Newton Rapshon (NR).

Un contrôle à logique flou adaptatif par mode glissant intégral avec les différents types de perturbations d'entrée pour l'éolienne à vitesse variable est présenté dans [5.8], [5.9].

La motivation de la stratégie de contrôle proposée dans ce chapitre, est qu'on peut atteindre l'objectif de contrôle, c'est-à-dire une capture de puissance maximale, tout en garantissant des vibrations réduites sur l'arbre d'entraînement, avec différents niveaux de perturbations, sans addition de techniques de calcul numérique ou de loi de contrôle complexe.

5.2 Commande Non Linéaire par l'Approche du Backstepping

5.2.1 Notion de Backstepping

Dans la présente section, nous introduisons les techniques de bases du Backstepping. Au Chapitre 2, nous avons donné quelques concepts sur la théorie de Lyapunov et les conditions suffisantes de stabilité des différents états d'équilibres des systèmes dynamiques non linéaires. Le Backstepping est l'une des méthodes qui permettent de construire la fonction de Lyapunov à travers une méthode récursive pour une classe des systèmes non linéaire. Nous donnons par la suite des idées de base sur la conception des lois de commande par le Backstepping, et examinons l'efficacité de cette méthode de contrôle par application à l'extraction de puissance maximale d'une turbine éolienne.

Tout au long des progrès qu'a connus le contrôle non-linéaire, des efforts ont été centré sur le problème de retour d'état de sortie. Ces efforts ont abouti à une procédure systématique appelée *backstepping* et *backstepping adaptatif* applicable aux systèmes non-linéaires sous une forme triangulaire appelée *boucle de retour stricte*. Cette procédure a été introduite et perfectionnée dans [5.12]- [5.13] et fortement appliquée dans [5.14], [5.15]. La conception du backstepping offre beaucoup de flexibilité à chaque étape de la synthèse de la loi de commande. C'est une approche de conception systématique pour construire des lois de commandes associées à un choix adéquat des fonctions de Lyapunov permettant de garantir la stabilité asymptotique globale du système.

Cette technique met à profit les relations causales successives pour construire de manière itérative et systématique une loi de commande et une fonction de Lyapunov stabilisante. Pour qu'elle puisse s'appliquer, le système non-linéaire doit être sous forme feedback: La dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépendre additivement de la composante suivante [5.17] [5.18].

Les avantages inhérents à cette technique sont bien connus:

- Procure une grande famille de lois de commande globalement asymptotiquement stabilisantes.
- Permet de résoudre divers problèmes de robustesse et de commande adaptative.

- Répond essentiellement à la question de la stabilité asymptotique du système.

Avec le backstepping, les non-linéarités du système ne sont pas éliminées dans la loi de commande. Si une non-linéarité participe à la stabilisation, il est donc en un sens utile, et doit être retenue dans la boucle de retour du système. Cela mène à une robustesse du modèle et à la facilité dans la conception de la commande. Par contre, les non-linéarités non utiles peuvent être remplacées par un contrôle linéaire [5.16].

5.2.2 Principe du design par la technique du Backstepping

Le Backstepping se reporte à la nature récursive de la conception de la procédure. Initialement, un sous-système est considéré pour lequel une loi de commande virtuelle est conçue, puis la conception est étendue sur plusieurs étapes jusqu'à ce que la loi de commande finale pour le système globale est construite. Durant la conception, une fonction de Lyapunov du système contrôlé est successivement construite.

Le problème de la commande non-linéaire consiste à concevoir une loi de commande $u(t, x)$ dans la contre-réaction pour les systèmes dynamiques non-linéaires décrits par des équations différentielles ordinaires de type :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u); \\ y = h(x); \\ x(t_0) = x_0; \end{cases} \quad (5.1)$$

Avec $x \in \mathbb{R}^n$ le vecteur d'état d'entrée, $y \in \mathbb{R}^m$ le vecteur d'état de sortie, $x_0 \in \mathbb{R}^n$ le vecteur des conditions initiales (m et n).

Considérons le système non linéaire du deuxième ordre suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1)\vartheta + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2)\vartheta + g_2(x_1, x_2)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (5.2)$$

ϑ est le vecteur des paramètres supposés connus.

L'objectif étant de faire suivre à la sortie y le signal de référence y_r , où les dérivées successives de y_r sont supposées connues et bornées.

Etape 1— On examine la dérivée de x_1 dans le système d'équation (5.2). L'idée du backstepping et de considérer x_2 comme une commande virtuelle pour asservir x_1 à y_r . On définit la première valeur désirée x_{1d} [5.19] :

$$x_{1d} = \alpha_0 = y_r \quad (5.3)$$

La variable d'erreur se définit donc par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (5.4)$$

$$e_1 = f_1 \cdot \vartheta + g_1 \cdot x_2 - \alpha_0 \quad (5.5)$$

Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (5.6)$$

Donc :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1$$

$$V_1 = e_1 (f_1 \cdot \vartheta + g_1 \cdot x_2 - \alpha_0) \quad (5.7)$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait V_1 négative et assurerait la stabilité de l'origine du sous-système décrivant la dynamique de x_1 .

Soit la fonction stabilisante α_1 de x_2 telle que :

$$f_1 \cdot \vartheta + g_1 \cdot \alpha_1 - \alpha_0 = -k_1 e_1 \quad (5.8)$$

où k_1 est un paramètre de design positif et constant. Il s'en suit la fonction stabilisante suivante :

$$x_{2d} = \alpha_1 = \frac{1}{g_1} (\alpha_0 - f_1 \cdot \vartheta - k_1 e_1) \quad (5.9)$$

Donc :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (5.10)$$

d'où la stabilité asymptotique de l'origine du système (5.2).

Etape 2—Introduisons comme une deuxième variable :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (5.11)$$

Cette erreur représente l'erreur entre la commande virtuelle x_2 et la fonction stabilisante α_1 .

On aboutit au système suivant décrivant l'espace d'erreur (e_1, e_2) :

$$\begin{cases} e_1 = f_1 \vartheta - \alpha_0 + g_1 \cdot (e_2 + \alpha_1) \\ e_2 = f_2 \vartheta - \alpha_1 + g_2 \cdot u \end{cases} \quad (5.12)$$

On considère une deuxième fonction de Lyapunov :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (5.13)$$

La dérivée de V_2 est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ \dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 + e_2 (f_2 \vartheta - \alpha_1 + g_2 \cdot u) \end{aligned} \quad (5.14)$$

On choisit la loi de commande suivante :

$$u = -\frac{1}{g_2} (\alpha_1 - f_2 \cdot \vartheta + k_2 e_2) \quad (5.15)$$

où k_2 est un paramètre de design positif et constant.

Avec α_1 calculée analytiquement :

$$\alpha_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} y_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \dot{y}_r} \dot{y}_r \quad (5.16)$$

Avec ce choix, la dérivée de V_2 devient :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (5.17)$$

Ainsi la stabilité asymptotique de l'origine de (5.12) est assurée. Ceci se traduit par la stabilité du système d'origine (5.2) et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite e_1 .

Remarque. 5.1 :

Les paramètres de design k_i permettent de fixer la dynamique de la régulation de la boucle fermée. Leur choix permet ainsi de faire un placement de pôles.

5.2.3 Backstepping adaptatif

La version adaptative du backstepping offre une méthode itérative et systématique, qui permet, pour des systèmes non linéaires de tout ordre, de construire récursivement et simultanément

les trois éléments nécessaires à une commande adaptative basée sur la technique de Lyapunov qui sont:

- La loi de commande : permet de répondre aux spécifications souhaitées pour le comportement du système à commander.
- La loi d'adaptation : détermine la dynamique d'estimation des paramètres inconnus. Elle doit assurer leur convergence vers leurs valeurs respectives, sans affecter la stabilité de l'ensemble.
- La fonction de Lyapunov : permet le choix adéquat des deux précédentes lois et garantit la convergence et la stabilité de la structure adaptative, en tout moment.

Le backstepping adaptatif est la méthode qui résulte de la fusion du design adaptatif par Lyapunov et la technique récursive du backstepping non adaptatif.

On considère le système non-linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \theta (x_1) \\ \dot{x}_2 = u \end{cases} \quad (5.18)$$

où θ est un paramètre inconnu, x_1 et x_2 sont deux grandeurs d'état mesurables, u est la variable de commande et f est une fonction non linéaire connue.

Etape 1— L'idée du backstepping est de prendre x_2 comme commande virtuelle dans l'équation (5.18) pour ramener x_1 à 0.

Puisque θ est inconnu, nous allons considérer son estimé $\hat{\theta}$ dans l'expression de la fonction stabilisante :

$$\dot{x}_{2d} = \alpha_1 = -\hat{\theta}f(e_1) - k_1 x_1 \quad (5.19)$$

$$e_1 = x_1$$

Soit :

$$\dot{e}_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (5.20)$$

Donc :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 - \tilde{\theta}f(e_1) \quad (5.21)$$

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$$

La fonction de Lyapunov doit être augmentée d'un terme dépendant de $\tilde{\theta}$, pour tenir compte de l'adaptation :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2\gamma}\tilde{\theta}^2 \quad (5.22)$$

où γ est une constante positive du design, que nous utilisons pour stabiliser le système $(e_1, \tilde{\theta})$.

$$V_1 = e_1 e_1 + \frac{1}{\gamma}\tilde{\theta}\tilde{\theta} \quad (5.23)$$

Puisque $\tilde{\theta} = -\hat{\theta}$, on peut écrire :

$$V_1 = e_1 e_2 - k_1 e_1^2 + \tilde{\theta} \left(e_1 f - \frac{1}{\gamma} \hat{\theta} \right) \quad (5.24)$$

Etape 2— La dérivée e_2 est donnée par l'expression suivante :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (5.25)$$

$$e_2 = u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \hat{\theta} \quad (5.26)$$

$$e_2 = u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \hat{\theta} \quad (5.27)$$

$$e_2 = u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \hat{\theta} - \theta \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \quad (5.28)$$

On ajoute le terme nul $\left(\hat{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f - \hat{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \right)$ à l'équation précédente :

$$e_2 = u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \hat{\theta} - \hat{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f - \tilde{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \quad (5.29)$$

Nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (5.30)$$

V_2 sera utilisée pour étudier la stabilité du système dont l'état est $(e_1, e_2, \tilde{\theta})$.

$$V_2 = V_1 + e_2 e_2 \quad (5.31)$$

$$V_2 = -k_1 e_1^2 + \tilde{\theta} \left(e_1 f - \frac{1}{\gamma} \hat{\theta} \right) + e_2 \left[e_1 + u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \hat{\theta} - \hat{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f - \tilde{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \right] \quad (5.32)$$

Soit:

$$\tau_1 = \gamma e_1 f \quad (5.33)$$

Donc :

$$V_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 \left[e_1 + u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \hat{\theta} - \hat{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \right] + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta} \left(\tau_1 - \hat{\theta} - \gamma e_2 \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \right) \quad (5.34)$$

On choisit la loi de commande suivante :

$$u = -e_1 - k_2 e_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \hat{\theta}} \hat{\theta} + \hat{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \quad (5.35)$$

Et la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{\theta}} = \tau_1 - \gamma e_2 \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f = \tau_2 \quad (5.36)$$

La dérivée de V_2 devient :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (5.37)$$

La négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov implique que l'origine du système est globalement asymptotiquement stable et que l'erreur d'estimation converge vers zéros. Le système obtenu en boucle fermée est décrit par

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 + \tilde{\theta} f(e_1) \\ \dot{e}_2 = -e_2 - k_2 e_2 + \tilde{\theta} \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \\ \dot{\hat{\theta}} = \gamma e_1 f(e_1) - \gamma e_2 \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} f \end{cases} \quad (5.38)$$

5.3 Optimisation de la puissance aérodynamique d'une turbine éolienne par Commande Backstepping à Mode Glissant.

5.3.1 Présentation du problème

Ce chapitre présente un contrôle de la turbine éolienne utilisant la commande Backstepping par mode de glissement (CBMG). Dans la CBMG, le couple dépendant de la vitesse optimale du rotor du générateur est considéré comme l'entrée du système à contrôler. Habituellement, la vitesse optimale du rotor est une fonction de la vitesse effective du vent. Dans ce travail, la

vitesse du vent est estimée à partir du couple aérodynamique et de la vitesse du rotor en utilisant l'algorithme modifié de Newton Rapshon (MNR).

Généralement, la perturbation externe d'une turbine éolienne n'est pas prévisible. Pour pallier cet inconvénient, une CBMG est proposée et simulée en présence de perturbations bornées.

La commande proposée est comparée à un contrôleur à mode glissant classique (CMG). Les résultats obtenus ont montré que les performances du CMG sont moins robustes vis-à-vis des perturbations comparées à celles de la CBMG.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au contrôle de la partie mécanique du système.

Nous rappelons les expressions suivantes (voir Chapitre 1) :

Le couple aérodynamique de la turbine éolienne :

$$T_a = \frac{1}{2} \frac{\rho R_T^3 C_P(\lambda) v^2}{\lambda} \quad (5.39)$$

De nombreuses versions d'équations pour C_p ont été utilisées dans des études similaires [5.11].

Le modèle du coefficient de puissance adopté est (voir Chapitre 1) :

$$C_p(\beta, \lambda) = 0.5 \left(116 \frac{1}{\lambda} - 0.4 \beta - 5 \right) e^{-\frac{2}{\lambda}} \quad (5.40)$$

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{1}{\lambda + 0.08 \beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^3}$$

Le coefficient de puissance est maximal pour un λ_o et un β_o :

$$C_p = C_p(\lambda_o, \beta_o) \quad (5.41)$$

A charge partielle, pour obtenir une capture maximale de la puissance du vent, l'angle de calage est fixé à β_o , tandis que λ_o est fixé selon la vitesse du vent et la vitesse de rotation optimale de la turbine T :

$$\lambda_o = R_T \frac{T}{v} \quad (5.42)$$

$$P_{am} = K_o \frac{3}{T} \quad (5.43)$$

$$K_o = \frac{1}{2} \rho C_p \frac{R_T^5}{\lambda_o^3} \quad (5.44)$$

$$T_{u_o} = K_o \frac{2}{T} \quad (5.45)$$

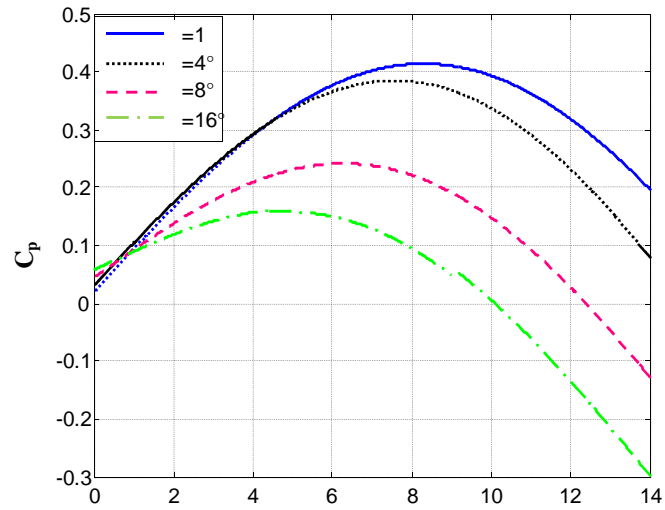


Figure 5. 1 : Coefficient de puissance de la turbine éolienne en fonction de λ_T et α

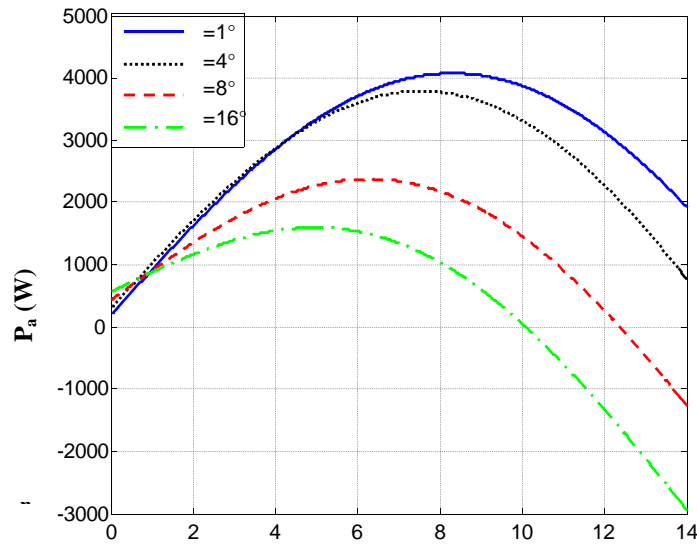


Figure 5. 2 : Puissance de la turbine éolienne en fonction de λ_T et α

La valeur de λ_o est constante, pour une éolienne donnée, indépendamment de la vitesse du vent. Si λ reste constamment à la valeur optimale λ_o , il est garanti que l'énergie extraite est optimale. Par conséquent, le système de commande doit forcer le système de conversion d'énergie (côté générateur) à modifier la puissance électrique de sorte à imposer la vitesse T correspondant à λ_o selon la vitesse effective du vent.

Nous rappelons l'équation mécanique du système ramené sur l'arbre lent (voir Chapitre 1) :

$$J \dot{T} = T_u - K T - T'_e \quad (5.46)$$

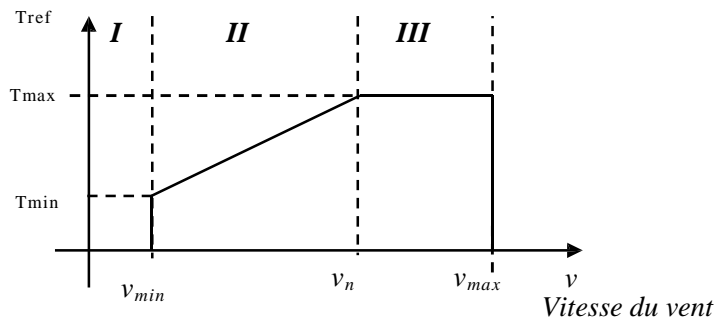


Figure 5. 3 : Vitesse de rotation optimale en fonction de la vitesse du vent

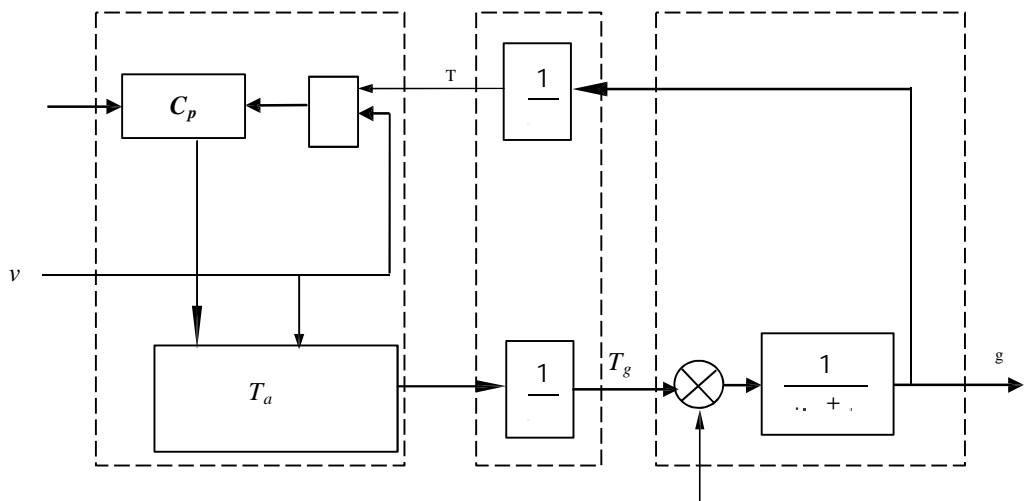


Figure 5. 4 : Schéma synoptique du modèle dynamique de la turbine éolienne

Le but de ce chapitre sera donc de définir le couple T'_e que doit fournir la génératrice afin d'optimiser le rendement, c'est-à-dire obtenir le couple aérodynamique voulu T_{aopt} .

Par la suite, nous considérerons que la courbe caractéristique de la turbine éolienne est connue.

L'inconvénient de cette stratégie est qu'elle nécessite la connaissance du vent équivalent dont la notion est utile pour la modélisation. Cependant, ce vent n'est pas facilement mesurable.

5.3.2 Estimation de la vitesse du vent

Pour estimer la vitesse effective du vent, nous utilisons la MNR pour résoudre l'équation suivante :

$$T_u - \frac{1}{2} \frac{\rho R^3 C_P(\lambda) v^2}{\lambda} = 0 \quad (5.47)$$

Le coefficient C_P est estimé en utilisant l'expression (5.40).

La variable est bien sûr la vitesse du vent v . Une fois cette dernière estimée, T est calculée en utilisant l'expression (5.42).

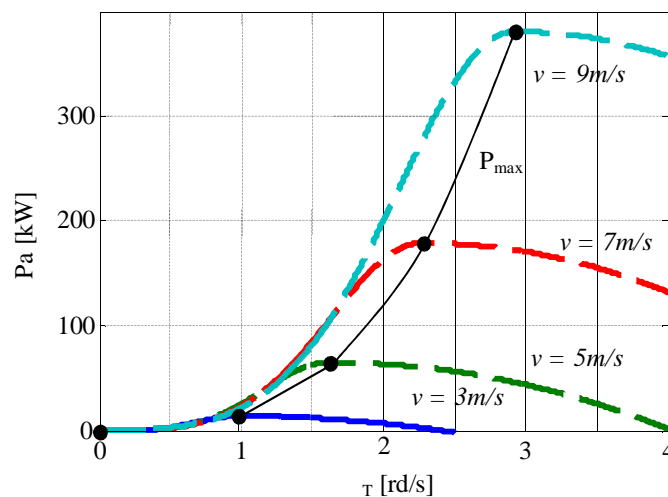


Figure 5.5 : Puissance captée par la turbine pour différente vitesse de vent en fonction de la vitesse de rotation T et pour un angle de calage nul.

5.3.3 Commande Backstepping par mode de glissement

La turbine éolienne est un système autonome dont la dynamique est décrite par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{T_a}{J} - \frac{K}{J} \omega_T - \frac{1}{J} T_e' + d \\ y = x_1 \end{cases} \quad (5.48)$$

Avec x_1 et x_2 sont respectivement la position angulaire et la vitesse de rotation de la turbine, et d est la perturbation bornée ($|d| \leq D, D > 0$).

L'objectif principal de la BCMG est d'assurer que l'erreur de poursuite puisse être minimisée en présence de différents niveaux de perturbations.

Soit l'erreur de position suivante :

$$e_1 = \theta_T - \theta_r \quad (5.49)$$

Donc :

$$\dot{e}_1 = \dot{\theta}_T - \dot{\theta}_r \quad (5.50)$$

Soit :

$$z_1 = \dot{\theta}_T \quad (5.51)$$

Donc :

$$\dot{e}_1 = z_1 - \dot{\theta}_r \quad (5.52)$$

La fonction de stabilisation est définie comme suit :

$$\alpha_1 = c_1 e_1 \quad (5.53)$$

c_1 est une constante positive.

L'erreur de poursuite de la vitesse est :

$$e_2 = z_1 - \alpha_1 \quad (5.54)$$

Considérons la première fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (5.55)$$

$$V_1 = e_1 e_1$$

Nous avons :

$$e_2 = z_1 - \theta_r + \alpha_1 \quad (5.56)$$

Donc :

$$\begin{aligned} V_1 &= e_1(z_1 - \theta_r) \\ \Rightarrow V_1 &= e_1(e_2 - \alpha_1) \\ \Rightarrow V_1 &= e_1 e_2 - c_1 e_1^2 \end{aligned} \quad (5.57)$$

Et :

$$\begin{aligned} e_2 &= z_1 - \theta_r + \alpha_1 \\ z_1 &= T \end{aligned} \quad (5.58)$$

Donc :

$$e_2 = \frac{T_a}{J} - \frac{K_T}{J} T - \frac{1}{J} T' e - \theta_r + \alpha_1 \quad (5.59)$$

Considérons la deuxième fonction de Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (5.60)$$

Avec σ la variable de la surface glissante :

$$\sigma = e_1 + e_2 \quad (5.61)$$

La dérivée de V_2 est :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \sigma \sigma \\ V_2 &= e_1 e_2 - c_1 e_1^2 + \sigma \sigma \end{aligned} \quad (5.62)$$

$$V_2 = e_1 e_2 - c_1 e_1^2 + \sigma(e_1 + e_2) \quad (5.63)$$

En substituant les expressions de $e_1 e_2$ dans la dernière équation, nous obtenons la formule suivante :

$$V_2 = e_1 e_2 - c_1 e_1^2 + \sigma \left(e_2 - c_1 e_1 + \frac{T_a}{J} - \frac{K_T}{J} \dot{\theta}_r - \frac{1}{J} T_e' - \theta_r + \alpha_1 \right) \quad (5.64)$$

Finalement, nous définissons la loi de commande Backstepping par mode glissant suivante :

$$T_e' = T_a - K \dot{\theta}_r - J(\theta_r - \alpha_1 - (e_2 - c_1 e_1)) + J(e_2 + c_2 t \dot{h}(\sigma)) \quad (5.65)$$

c_2 est le gain de la commande à mode glissant.

En substituant l'expression de T_e' dans l'expression de V_2 , nous obtenons :

$$V_2 = -c_1 e_1^2 - e_2^2 - c_2 \sigma \dot{h}(\sigma) \quad (5.66)$$

En utilisant la théorie de Lyapunov, nous pouvons conclure que l'équation ci-dessus garantit la stabilité du système. Ainsi e_1 et e_2 convergent vers zéro lorsque $t \rightarrow \infty$. À partir de cette analyse, on conclut que la commande Backstepping adoptée est asymptotiquement stable en présence d'incertitude paramétrique et de perturbations externes.

5.3.4 Simulation et analyse des résultats

Les caractéristiques de la turbine éolienne utilisée dans les simulations sont regroupées dans le Tableau suivant [5.10] :

Tableau.5. 1 : Les caractéristiques de la turbine éolienne

Diameter du rotor ($2R_T$)	43.3 m
Rapport du transmetteur de vitesse	43.165
La hauteur du mât	36.6 m
Puissance de la génératrice	600 kW
Le couple aérodynamique maximal	162 kNm
Vitesse maximal de la turbine	6.73 rad/sec
ω_{opt}	9
K_T	0.01
C_{pmax}	0.42
J	28Kg.m ²

La figure 5.6 illustre le profil du vent adopté avec une turbulence complète. En général, la vitesse du vent se compose de deux composantes : la vitesse moyenne du vent et la composante de turbulence. Pour notre étude, nous considérons une valeur moyenne de 7m/s et une intensité de turbulence de 25%.

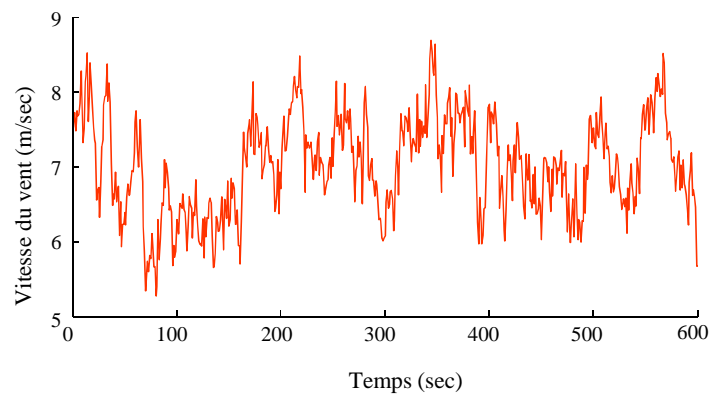


Figure 5. 6 : Profil de la vitesse du vent

Les variations de la vitesse de rotation et celles de la vitesse de référence sont représentées sur la Figure 5.7.

On peut facilement constater que la CBMG peut supporter le niveau de perturbation jusqu'à 10 kNm avec une erreur de poursuite minimale sur la vitesse de rotation. Par conséquent, la CBMG démontre de bonnes performances de robustesse vis-à-vis des perturbations.

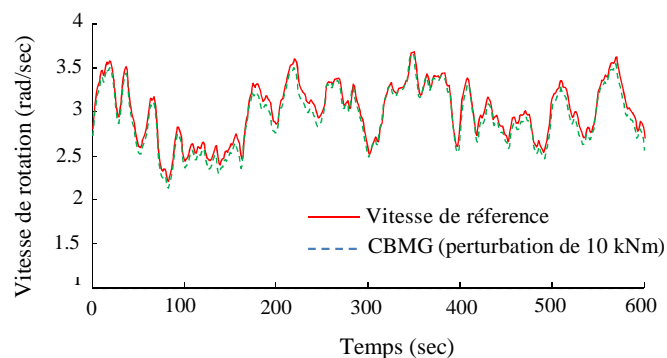


Figure 5. 7 : Vitesse de rotation de la turbine et vitesse de référence pour un couple de perturbation de 10kN.m

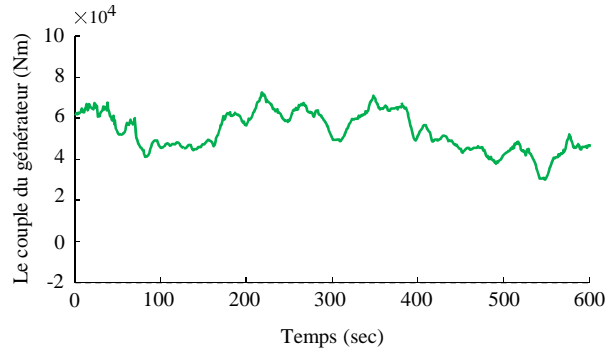


Figure 5. 8 : Profil du couple de la génératrice

Afin d'évaluer les performances de la loi de commande synthétisée, nous considérons les deux critères suivants :

- Le rendement aérodynamique défini par :

$$\eta_a \quad (\%) = \frac{\int_{t_{i_i}}^{t_f} P_a dt}{\int_{t_{i_i}}^{t_f} P_a dt} \quad (67)$$

- Le rendement électrique défini par :

$$\eta_e \quad (\%) = \frac{\int_{t_{i_i}}^{t_f} P_e dt}{\int_{t_{i_i}}^{t_f} P_a dt} \quad (68)$$

t_{i_i} et t_f définissent l'intervalle temporel de la simulation.

Et P_a la puissance aérodynamique maximale:

$$P_a \quad pt = \frac{1}{2} \rho \quad R^2 C_p \quad v^3 \quad (69)$$

Les performances de la commande sont regroupées dans le Tableau.5.2 suivant:

Tableau.5. 2: performances de la CBMG adoptée

	Perturbation-3kNm	Perturbation-5kNm	Perturbation-10kNm
el	90.32	85.41	85.94
aero	91.87	87.87	88.34

La figure 5.9 illustre le diagramme de stabilité pour la CBMG. Il est évident que la trajectoire de la variable de glissement et de sa dérivée gravite autour de l'origine. La stabilité et la robustesse de la commande sont ainsi assurées.

Enfin, étant donné que la perturbation n'est pas prévisible, autrement dit elle peut varier avec le temps, la BSMC est une meilleure stratégie de contrôle pour capter le maximum de puissance, en présence de variations au niveau de la perturbation d'entrée.

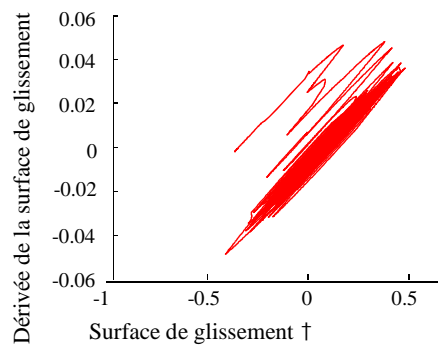


Figure 5. 9 : Surface de glissement et sa dérivée dans le plan de phase

L'article [5.10] présente les performances d'un contrôle à base du mode glissant standard (CMG). Ces performances sont reprises dans le Tableau.5.3 ci-dessous :

Tableau.5. 3 : performances de la CMG [5.10] :

	Perturbation-3kNm
η_e	59.12
η_a	61.91

Il est aussi démontré qu'un CMG perd sa stabilité pour une perturbation de 3kN.m. La dynamique du système ainsi contrôlé est incapable d'assurer que la surface de glissement reste au voisinage de l'origine.

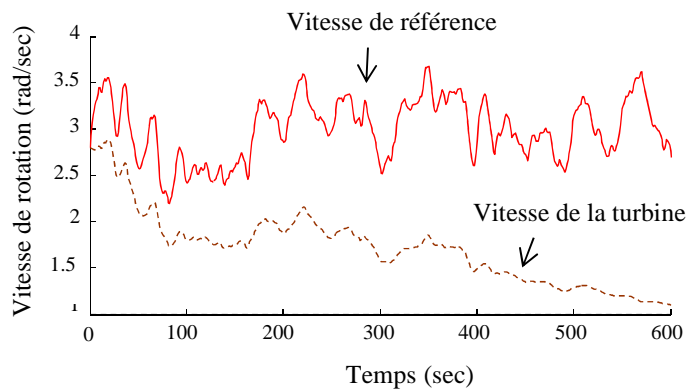


Figure 5. 10: performances d'un contrôle à mode glissant classique (CMG)

Selon les résultats du Tableau.5.3 et de la Figure 5.10, il est évident que déjà à un niveau de perturbation de 3kNm, le CMG n'est pas capable de suivre la vitesse de référence, provoquant ainsi des rendements inférieurs de près de 30% par rapport à ceux de la CBMG. Le CMG introduit, de ce fait, des pertes de puissance pour une turbine éolienne.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une commande non-linéaire d'une turbine éolienne, à vitesse variable, basée sur la théorie du Backstepping combinée au contrôle à mode glissant.

L'objectif du contrôle adopté est la capture maximale de la puissance du vent, tout en maintenant un niveau réduit du stress mécanique au niveau de l'arbre.

Un algorithme d'estimation de la vitesse du vent basé sur la MNR a été utilisé. Une étude comparative de la CBMG et le CMG a été réalisée, dans l'objectif de comparer les performances des deux stratégies de contrôle.

L'analyse des résultats a montré que les performances de la CBMG dépassent de loin celles de la CMG en termes de robustesse en présence de différents niveaux de perturbation à l'entrée.

Bibliographie.5

- [5.1] K. Ro, HH. Choi, Application of neural network controller for maximum power extraction of a grid-connected wind turbine system. *Electr Eng* 88(1):45–53, 2005.
- [5.2] M. Seker, E. Zergeroglu, E. Tatlicioglu, Non-linear control of variable-speed wind turbines with permanent magnet synchronous generators: a robust backstepping approach. *Int J Syst Sci*. doi:10.1080/00207721.2013.834087, 2013.
- [5.3] O. Jovan , TA. Luis, Maximizing the performance of variable speed wind turbine with nonlinear output feedback control. *Procedia Eng* 35:31–40, 2012.
- [5.4] AM. Eltamaly, HM. Farh, Maximum power extraction from wind energy system based on fuzzy logic control. *Electr Power Syst Res* 97:144–150, 2013.
- [5.5] H. Jafarnejadsani, J. Pieper, J. Ehlers, Adaptive control of a variable-speed variable-pitch wind turbine using radial-basis function neural network. *IEEE Trans Control Syst Technol* 21(6):2264–2272, 2013.
- [5.6] B. Boukhezzar, H. Siguerdidjane, M. Maureen, Nonlinear control of variable-speed wind turbines for generator torque limiting and power optimization. *J Solar Energy Eng* 128(4):516–530, 2006.
- [5.7] B. Boukhezzar, H. Siguerdidjane, Nonlinear control of a variable-speed wind turbine using a two-mass model. *IEEE Trans Energy Convers* 26(1):149–162, 2011.
- [5.8] R. Saravanakumar, J. Debashisha, Variable speed wind turbine for maximum power capture using adaptive fuzzy integral sliding mode control. *J Mod Power Syst Clean Energy* 2(2):114–125, 2014.
- [5.9] L. Ran, DW. Xiang, JL. Kirtely, Analysis of electromagnetic interactions in a flywheel system with a doubly fed induction machine. *IEEE Trans Ind Appl* 47(3):1498–1506, 2011.
- [5.10] S. Rajendran, Backstepping sliding mode control of a variable speed wind turbine for power optimization, *J. Mod. Power Syst. Clean Energy* 3(3):402–410, 2015.

- [5.11] HE. Mena Lopez. Maximum power tracking control scheme for wind generator systems [Master Thesis]. Texas A&M University; 2007.
- [5.12] T. L. Carroll and L. M. Pecora, Synchronizing non-autonomous chaotic circuits, IEEE Trans Circuits Syst 2, Special Issue on Chaos in Nonlinear Electronic Circuits Part C: Applications, vol. 40, pp 646-650, Oct 1993.
- [5.13] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P.V. Kokotovic, Control Lyapunov functions for adaptive nonlinear stabilization, Systems and Control Letters, vol. 26, no. 12, 1995 17-23.
- [5.14] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P.V. Kokotovic, Adaptive nonlinear control without overparametrization, Systems and Control Letters 19, 1992 177-185.
- [5.15] L. Guessas, Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques, Thèse, Université Ferhat ABBAS – Sétif, Algérie, 2010.
- [5.16] M. Krstic, Nonlinear Backstepping Designs and Applications : Adaptive, Robust, and Optimal, September 25, 2002 ASCC, Singapore <http://www.ece.nus.edu.sg/ascc2002/workshops.html>.
- [5.17] R. Pena-EGuiluz, M. Pietrwkdauid, B. DeFornel, Observation Strategy in a Mean Control Structure for Parallel Connected Dual Induction Motors in a Railway Traction Drive System, CD Conf. Rec, EPE 2001.
- [5.18] R.J. Wai, F. Lin; S. Hsu, Intelligent backstepping control for linear induction motor drive, Control Theory and applications, IEE Proceedings, Vol148, Issue 3, pp. 193 – 202, May 2001.
- [5.19] M. Ouassaid. Commande non-linéaires des machines électriques synchrones, Thèse de Doctorat, Ecole Mohammadia d'Ingénieurs, Rabat, 2006.
- [5.20] SM. Kazmi, H. Goto, G. Hai-Jiao, O. Ichinokura. Review and critical analysis of the research papers published till date on maximum power point tracking in wind energy conversion system. In: 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2010. p. 4075–82.

- [5.21] J. Hui, A. Bakhshai. A new adaptive control algorithm for maximum power point tracking for wind energy conversion systems. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC. 2008. p. 4003–7.
- [5.22] SM. Kazmi, H. Goto, G. Hai-Jiao, O. Ichinokura. A novel algorithm for fast and efficient speed-sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2011; 58:29–36.

Chapitre 6

Contrôle par Mode Glissant d'Ordre Supérieur d'une turbine éolienne connectée à une GADA

6.1 Introduction

L'utilisation de l'énergie éolienne pour la production d'énergie électrique est un domaine d'intérêt pour la recherche et, aujourd'hui, l'accent est mis sur l'utilisation rentable de cette énergie visant la qualité et la fiabilité de la livraison d'électricité [6.2], [6.3]. Au cours des deux dernières décennies, les tailles des éoliennes ont passé de 20 kW à 2 MW, tandis que des turbines éoliennes plus grandes sont en phase de conception. De plus, beaucoup de concepts différents ont été développés et testés [6.4].

Plus les études sur les turbines éoliennes à vitesse variable s'approfondissent, plus il devient évident que leur comportement est significativement affecté par la stratégie de contrôle utilisée. Généralement, des contrôles aérodynamiques sont utilisés, en combinaison avec l'électronique de puissance pour réguler le couple, la vitesse et la puissance. Les systèmes de contrôle aérodynamique, généralement à base de pales à pas-variable, sont coûteux et complexes, en particulier pour les turbines à grandes puissances. Cette situation incite à reconsidérer d'autres méthodes de contrôle plus robustes [6.1], [6.5].

Le présent chapitre traite de la commande du deuxième niveau du système éolien composé d'une génératrice asynchrone à double alimentation. La GADA est intrinsèquement non linéaire, à cause du couplage entre le flux et le couple électromagnétique. La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine

asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit) [6.10].

Un autre aspect extrêmement important dans la conception des commandes de la génératrice asynchrone est la notion de robustesse. Les modèles utilisés sont approximatifs et ont des paramètres variables selon l'état du système et son point de fonctionnement. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables [6.11]. Deux approches permettent de pallier ce problème.

- La première consiste à assurer une estimation en temps réel des paramètres, au moins de ceux reconnus comme responsables des perturbations majeures. Ces paramètres ainsi redéfinis sont injectés dans les commandes. Cette méthode a l'avantage de permettre cette connaissance presque continue des paramètres, mais l'inconvénient c'est qu'elle nécessite des calculateurs de puissance élevée en raison des volumes de calcul nécessaires pour cette estimation en temps réel.
- La deuxième approche retenue pour ce chapitre est de rechercher des structures de commande qui résistent aux incertitudes paramétriques élevées et qui permettent la mise en œuvre de contrôleurs ayant les comportements les moins influencés par ces incertitudes.

Ce chapitre traite précisément du contrôle à mode glissant d'ordre supérieur appliqué à un système de conversion d'énergie éolienne équipé d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). Ce type de stratégie de contrôle présente des performances plus avancées telles que le comportement sans *chattering* (pas de contrainte mécanique supplémentaire), excellent temps de convergence, robustesse par rapport aux perturbations externes (défauts dans le réseau) et aux dynamiques non modélisées (générateur et turbine).

En particulier, des algorithmes de commande à régime glissant de second ordre seront appliqués à la GADA pour garantir d'excellentes performances dynamiques.

Une loi de commande non linéaire robuste aux incertitudes du modèle, a été, également, synthétisée pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives générées.

La recherche dans ce domaine est très récente et sporadique, et les papiers traitant du sujet sont globalement introductifs du contrôle à mode glissant [6.6], [6.7], [6.8], [6.9].

Il convient de mentionner que le présent travail se concentre sur la zone de charge partielle, dans laquelle l'objectif de contrôle est d'extraire la puissance maximale du vent. La zone de charge partielle est la zone de fonctionnement entre l'arrêt (lorsque l'énergie éolienne n'est pas suffisante pour déplacer la turbine) et la vitesse nominale du vent. Le fonctionnement au-dessus de la vitesse nominale du vent n'est pas considéré ici et l'existence d'un mécanisme de limitation de puissance a été supposée (éventuellement en changeant activement ou passivement les caractéristiques aérodynamiques).

Pour l'analyse suivante, on a supposé un arbre rigide et, pour une simplicité mathématique, chaque variable de turbine dans le papier a été ramenée au niveau de l'arbre rapide ou du côté générateur par le rapport de transmission τ_g du transmetteur de vitesses.

Nous entamons le chapitre par une introduction de la théorie du contrôle à mode glissant dit Super-Twisting.

6.2 Conception de la commande à mode glissant Super-Twisting de second ordre

Cette technique généralise l'idée de mode de glissement de base en agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la surface de glissement, au lieu d'influencer la dérivée de la première dérivée, comme c'est le cas dans le mode glissant standard (premier ordre). Cette fonctionnalité opérationnelle permet d'atténuer l'effet de *chattering*, en conservant les propriétés principales de l'approche originale [6.18].

Nous adoptons le contrôle à mode glissant d'ordre supérieur appelé *Super-Twisting*.

6.2.1 Commande Super-Twisting (CST)

Soit le système suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; & x_1(0) = x_1 \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t); & x_2(0) = x_2 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6.1)$$

y est une sortie commandée. Le problème à résoudre est de concevoir une loi de contrôle $u = u(x_1, x_2, t)$ qui assure que la sortie $y(t)$ suit asymptotiquement un profil de référence $y_c(t)$.

Le système (6.1) peut être formulé autrement :

$$y = u + f(y, y, t) \quad (6.2)$$

Soit l'erreur :

$$e(t) = y_c(t) - y(t) \quad (6.3)$$

et la variable de glissement :

$$\sigma = c_1 + e \quad (6.4)$$

La dynamique de la variable de glissement est donnée par l'équation suivante :

$$\sigma = ce + e = \frac{y_c + cy_c - f(y, y, t) - cy - u}{\varphi(y, y, t)} \quad (6.5)$$

$$\sigma = \varphi(y, y, t) - u \quad (6.6)$$

La conception de la commande u pourrait être réalisée selon les procédures des sections précédentes. Pourtant, dans de nombreux cas, le contrôle de commutation à haute fréquence n'est pas pratique, et le contrôle continu est une nécessité.

Afin de conduire la variable de glissement vers zéro en un temps fini, nous proposons la commande continue suivante:

$$u = c|\sigma|^{\frac{1}{2}}s \quad (\sigma) \quad (6.7)$$

En supposant $\varphi(y, y, t) = 0$ pendant l'état de glissement, la dynamique compensée de la variable de glissement devient :

$$\sigma = -u = -c|\sigma|^{\frac{1}{2}}s \quad (\sigma); \quad \sigma(0) = \sigma_0 \quad (6.8)$$

Comme il a été déjà démontré (Chapitre 4) :

$$|\sigma(t)|^{\frac{1}{2}} - |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} = -\frac{c}{2}t \quad (6.9)$$

Donc $\sigma(t)$ tend vers 0 après un temps T_0 :

$$T_0 = \frac{2}{c} |\sigma_0|^{\frac{1}{2}} \quad (6.10)$$

Toutefois, dans le cas où $\varphi(y, y, t) \neq 0$ pendant la phase de glissement, la dynamique compensée de σ devient :

$$\dot{\sigma} = \varphi(y, y, t) - c|\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) \quad (\sigma) ; \quad \sigma(0) = \sigma_0 \quad (6.11)$$

La convergence vers zéro ne se produit pas.

Pour résoudre ce problème, on ajoute un terme à la fonction de contrôle u pour compenser la perturbation $\varphi(y, y, t)$ en un temps fini. Dès que la perturbation est annulée, la dynamique de la variable de glissement coïncidera avec l'équation (6.7).

On suppose que :

$$|\varphi(y, y, t)| < k \quad (6.12)$$

(k une constante positive).

Considérons la commande suivante :

$$\begin{cases} u = c|\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) + w \\ w = b \text{sign}(\sigma) \end{cases} \quad c = 1.5 \bar{k} \quad e \quad b = 1.1k \quad (6.13)$$

La dynamique compensée de σ devient :

$$\begin{cases} \dot{\sigma} + c|\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma) + w = \varphi(y, y, t) \\ w = b \text{sign}(\sigma) \end{cases} \quad (6.14)$$

Le contrôle u répond ainsi à nos attentes, et le terme $\varphi(y, y, t)$ devient égal à w en un temps fini, et par conséquent $\dot{\sigma} = 0$ aussi en un temps fini.

Définition.6.1

*Le contrôle u (6.13) est appelé **Commande Super-Twisting (CST)**. Elle possède les propriétés suivantes :*

- *C'est un contrôle à mode glissant du second ordre puisqu'il fait converger σ et sa dérivée $\dot{\sigma}$ vers 0 en un temps fini.*

○ Elle est continue puisque les deux termes composant la commande sont continus. Le terme s_1 (σ) de commutation à haute fréquence, est "caché" dans l'intégrale (b (σ)).

6.2.2 Commande Super-Twisting (STC) et mode glissant intégrale.

Le système (6.2) peut être formulé en fonction de l'erreur de poursuite $e(t)$:

$$e = \underbrace{y_c - f(y, y, t)}_{\varphi(y, y, t)} - u \quad (6.15)$$

$$e = \varphi(y, y, t) - u \Rightarrow \begin{cases} e_1 = e_2 \\ e_2 = \varphi(y, y, t) - u \end{cases} \quad (6.16)$$

Avec : $e = e_1$ et $e = e_2$.

Pour la variable de glissement, on reprend l'expression (6.4):

$$\sigma = e_2 + c|e_1|^{\frac{1}{2}}s_1 \quad (e_1); \quad c > 0 \quad (6.17)$$

Une fois la surface de glissement atteinte à T_0 :

$$\sigma = 0 = e_2 + c|e_1|^{\frac{1}{2}}s_1 \quad (e_1) \quad (6.18)$$

$$\begin{cases} e_1 = e_2 & e_1(T_0) = e_{1T_0} \\ e_2 = -c|e_1|^{\frac{1}{2}}s_1 & (e_1) \end{cases} \quad (6.19)$$

Donc $e_1 \rightarrow 0$ et $e_2 \rightarrow 0$ en un temps fini.

6.3 Contrôle par Mode Glissant Super-Twisting d'une turbine éolienne connectée à une GADA

6.3.1 Modèle de la turbine éolienne

La modélisation de la turbine est détaillée au Chapitre 1. L'expression de la puissance aérodynamique captée par l'éolienne est donnée par :

$$P_a = \frac{1}{2} \rho R_T^2 C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (6.20)$$

Le couple aérodynamique est :

$$P_u = T T_u \quad (6.21)$$

L'équation dynamique de la partie mécanique est :

$$J \dot{T} = T_u - K T - T'_e \quad (6.22)$$

Nous rappelons qu'il existe un λ_{opt} spécifique (λ_{opt}) pour lequel la turbine est à son rendement maximal. Normalement, une turbine éolienne à vitesse variable suit C_{pmax} pour capturer la puissance maximale en faisant varier la vitesse du rotor pour maintenir le système à λ_{opt} .

6.3.2 Modèle de la génératrice

Comme il a été établi au Chapitre 2, le modèle de la génératrice exprimé dans le repère d-q orienté selon le flux statorique est :

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{\tau_{Lr}} (v_r - R_r i_r + g \omega_s \tau_{Lr} i_r - \frac{M}{L_s} \frac{dW_s}{dt}) \quad (6.23)$$

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{\tau_{Lr}} (v_r - R_r i_r - g \omega_s \tau_{Lr} i_r - g \omega_s \frac{M}{L_s} W_s) \quad (6.24)$$

$$T_e = -\left(\frac{p}{L_s} W_s\right) \cdot i_r \quad (6.25)$$

Nous considérons les tensions rotoriques (v_r , v_r) comme variables de commande qui sont générées par le bloc du contrôle à flux orienté, et les courants rotoriques (i_r , i_r) comme variables d'état (Figure 6.1) (i_r est l'image de T_e). Les grandeurs de référence sont en fonctions des grandeurs de consigne P_{sref} et Q_{sref} :

$$P_s = -v_s \frac{M i_r}{L_s} \quad (6.26)$$

$$Q_s = \frac{v_s W_s}{L_s} - \frac{v_s M i_r}{L_s} \quad (6.27)$$

6.3.3 Présentation du problème

Les éoliennes sont conçues pour produire de l'énergie électrique à moindre coût. Par conséquent, ils sont généralement conçus pour qu'ils produisent une puissance maximale à une vitesse de vent d'environ 15 m/s.

L'objectif du contrôle principal des éoliennes à vitesse variable est l'extraction de la puissance maximisation (MPPT). Pour atteindre cet objectif, la vitesse spécifique de la turbine doit être maintenue à sa valeur optimale malgré les variations de la vitesse du vent.

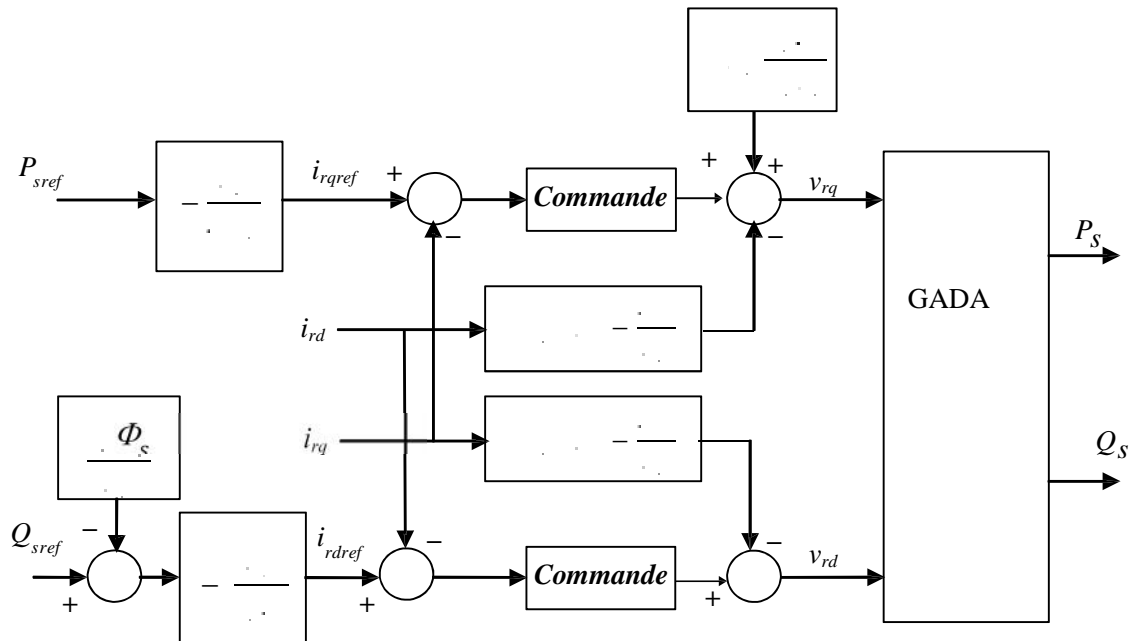


Figure 6. 1 : Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux statorique de la GADA alimentée en tension

Dans le cas de vents forts, il faut dissiper une partie de l'excès d'énergie du vent afin d'éviter d'endommager l'éolienne. Toutes les éoliennes sont donc conçues avec une sorte de contrôle de puissance. Ce contrôle standard maintient le fonctionnement de la turbine au maximum de sa courbe C_p (voir Chapitre 1):

$$T_a = K \frac{z}{T} \quad (6.28)$$

$$K_o = \frac{1}{2} \rho C_p \frac{R_T^5}{\lambda_o^3} \quad (6.29)$$

Il existe un problème important avec ce contrôle standard. En effet, les fluctuations de la vitesse du vent forcent la turbine à fonctionner hors du pic de sa courbe C_p la plupart du temps. Un suivi précis de C_{pmax} entraînerait une contrainte mécanique élevée et transférerait les conséquences des fluctuations aérodynamiques au réseau électrique. Ceci, entraînera, en outre, moins d'énergie capturée.

Une pratique courante dans le traitement du problème de contrôle de la GADA est d'utiliser une approche de linéarisation [6.13], [6.14]. Cependant, en raison des conditions de fonctionnement stochastiques et des incertitudes inévitables inhérentes aux turbines éoliennes, une grande partie de ces stratégies de contrôle conduit à de mauvaises performances en termes de robustesse et de fiabilité.

Bien que de nombreuses techniques non-linéaires modernes puissent être utilisées à cet effet [6.15], le contrôle à mode glissant s'est avéré particulièrement approprié pour les systèmes non linéaires, présentant une dynamique robuste vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des perturbations externes.

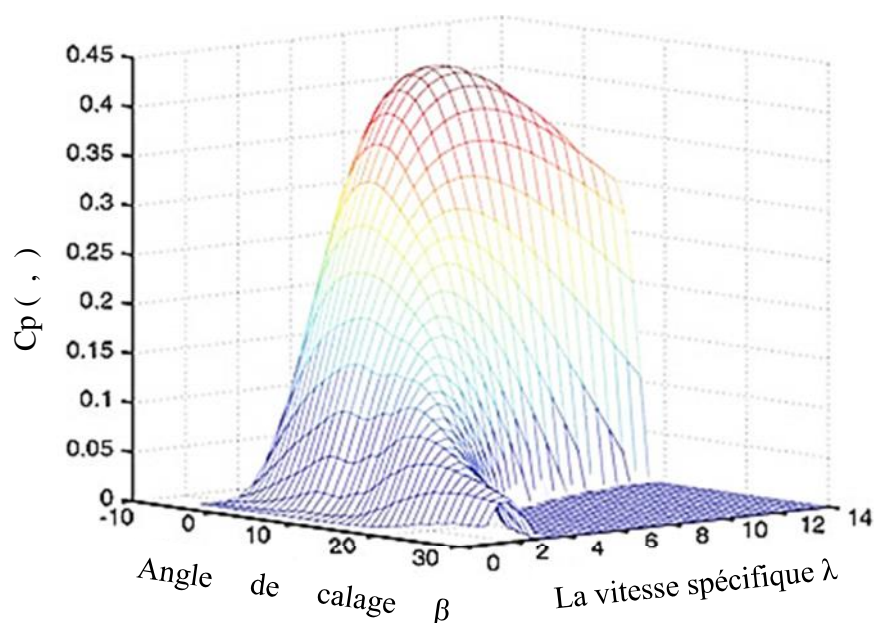


Figure 6. 2: Coefficient de puissance de la turbine en fonction de β et λ

Pour le contrôle de l'éolienne, le mode glissant fournit un compromis approprié entre la conversion optimale et le lissage des oscillations du couple [6.12], [6.16], [6.17].

6.3.4 Références de la commande

La commande de la GADA de l'éolienne doit être un compromis entre le maintien du rendement optimal à chaque instant (stratégie MPPT) et la limitation des oscillations du couple qu'engendre cette maximisation permanente.

- **Fonctionnement à $Q_s = 0$**

La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle de façon à garder un facteur de puissance unitaire côté stator. La puissance réactive statorique s'écrit :

$$Q_s = \frac{v_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{v_s M i_r}{L_s} \quad (6.30)$$

La puissance réactive désirée est $Q_{sref} = 0$.

En utilisant ces équations, nous obtenons la consigne suivante :

$$i_{r_r} = \frac{v_s}{\omega_s M} \quad (6.31)$$

L'objectif de la stratégie de contrôle adoptée est d'optimiser la capture de l'énergie éolienne en maintenant le couple T_a maximal. Cet objectif de contrôle peut être formulé par les erreurs de poursuite suivantes:

$$e_{i_r} = i_r - i_{rd_r} \quad (6.32)$$

$$e_{T_e} = T_e - T_{e_r} \quad (6.33)$$

Pour estimer T_{e_r} , nous adoptons la stratégie MPPT illustrée par la Figure 6.3 :

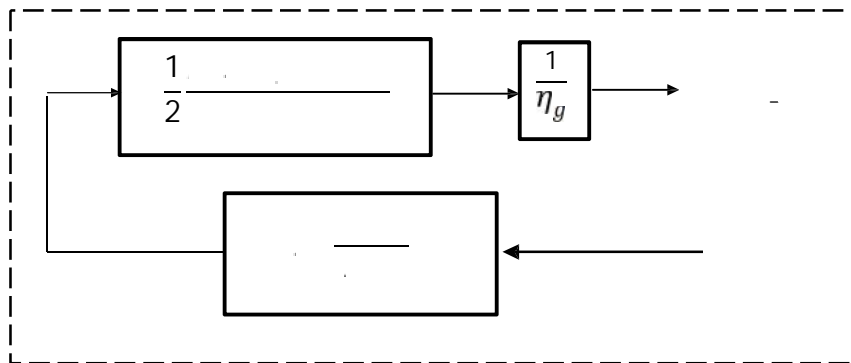


Figure 6.3 : Schéma-bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent

v_e est la vitesse du vent estimée.

Nous obtenons alors les équations décrivant la dynamique du système:

$$\begin{cases} e_{i1} = \frac{1}{\sigma L_r} \left(v_r - R_r i_r + g \omega_s L_r \sigma i_r - \frac{M}{L_s} \frac{dW_s}{dt} \right) - i_{rd} \\ e_{T\epsilon} = -p \frac{M}{\sigma L_r L_s} W_s \left(v_r - R_r i_r + g \omega_s L_r \sigma i_r - g \omega_s \frac{M}{L_s} W_s \right) - T_{e_r} \end{cases} \quad (6.34)$$

En posant F_1 et F_2 telles que :

$$\begin{cases} F_1 = \frac{1}{\sigma L_r} \left(g \omega_s L_r \sigma i_r - \frac{M}{L_s} \frac{dW_s}{dt} - R_r i_r \right) - i_{rd} \\ F_2 = -p \frac{M}{\sigma L_r L_s} W_s \left(g \omega_s L_r \sigma i_r - g \omega_s \frac{M}{L_s} W_s - R_r i_r \right) - T_{e_r} \end{cases} \quad (6.35)$$

Donc :

$$\begin{cases} e_{i1} = \frac{1}{\sigma L_r} v_r + F_1 \\ e_{T\epsilon} = -p \frac{M}{\sigma L_r L_s} W_s v_r + F_2 \end{cases} \quad (6.36)$$

Pour éviter le *chattering* inhérent au contrôle à mode glissant standard, un mode de glissement d'ordre supérieur semble être une bonne alternative.

Le problème principal avec les implémentations d'algorithme de mode de glissement d'ordre supérieur est le nombre d'informations requises. En effet, la mise en œuvre de type de commande nécessite la connaissance des dérivées $\sigma, \dot{\sigma}, \dots, \sigma^{k-1}$ pour une surface de glissement d'ordre k . L'exception est l'algorithme de super-twisting, qui ne nécessite que des informations sur la surface de glissement σ .

Par conséquent, l'approche de contrôle proposée a été conçue à l'aide de cet algorithme. Dans le cas considéré, le contrôle pourrait être abordé par deux contrôleurs indépendants à mode glissant. Par conséquent, v_{rd} contrôle i_{rd} (puissance réactive) et v_{rq} contrôle le couple (associé à la stratégie stratégie MPPT).

Considérons maintenant la commande suivante basée sur le contrôle à mode glissant Super-Twisting:

$$\begin{cases} v_r = y_1 - A_1 |e_{i1}|^{\frac{1}{2}} s^1 & (e_{i1}) \\ y_1 = -A_2 s^1 & (e_{i1}) \\ v_r = y_2 + A_3 |e_{T\epsilon}|^{\frac{1}{2}} s^1 & (e_{T\epsilon}) \\ y_2 = +A_4 s^1 & (e_{T\epsilon}) \end{cases} \quad (6.37)$$

Avec les constantes positives $A_1, A_2, A_3, A_4, B_1,$ et B_2 qui satisfont les inégalités suivantes [6.6],[6.7]:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1^2 \quad \frac{2\sigma^2 L_r^2 (\frac{A_2}{\sigma L_r} + B_1)}{(\frac{A_2}{\sigma L_r} - B_1)} \\ A_2 > \sigma L_r B_1 \\ |F_1| < B_1 \\ A_3^2 \quad 2 \left(\frac{\sigma L_r L_s}{p} \right)^2 \frac{(p - \frac{M}{\sigma L_r L_s} A_4 + B_2)}{(p - \frac{M}{\sigma L_r L_s} A_4 - B_2)} \\ A_4 > \frac{\sigma L_r L_s}{p} B_2 \\ |F_2| < B_2 \end{array} \right. \quad (6.38)$$

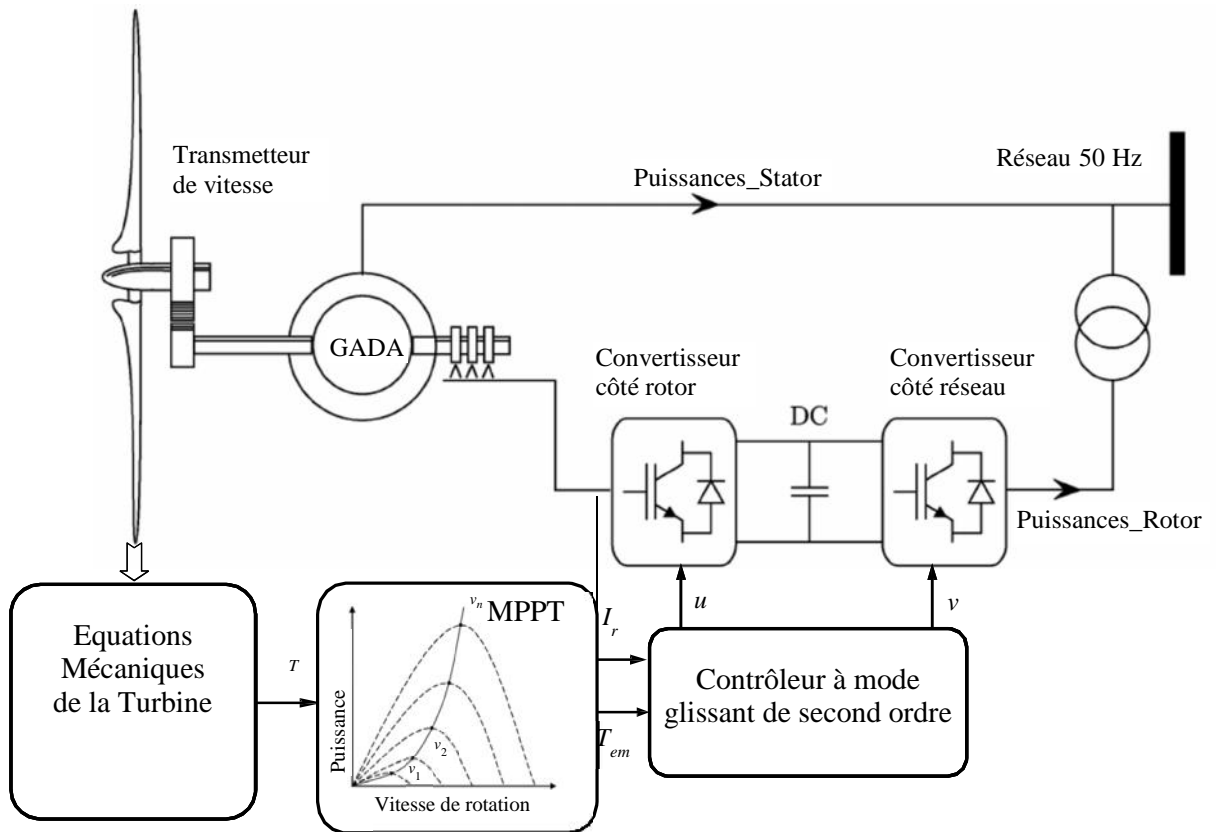


Figure 6. 4: La structure du contrôle à mode glissant d'ordre supérieur

Ainsi nous garantissons la convergence de i_{rd} et T_{em} vers 0 en un temps fini t_{ird} et t_{Tem} , respectivement.

La stratégie de commande par mode glissant Super-Twisting ainsi élaborée est illustrée par la Figure 6.4

6.3.5 Calcul des angles de la transformation de Park

6.3.5.1 Calcul de θ_s

Pour déterminer l'angle de la transformation de Park θ_s (les grandeurs statoriques), une méthode simple consiste à mesurer les tensions statoriques puis utiliser une Phase Locked Loop (PLL).

Les entrées de la PLL sont les tensions statoriques. La sortie est la position angulaire θ_s .

Le schéma de principe d'une PLL est illustré par la Figure 6.5 :

La PLL est régulée sur $v_{sd}=0$, le repère $d-q$ étant orienté selon le flux statorique avec $\omega_{sq}=0$

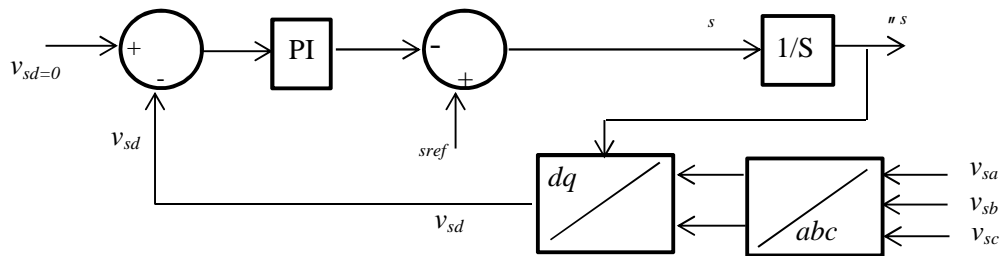


Figure 6. 5 : PLL pour obtenir θ_s

Par conséquent les courants $d-q$ du stator dans le repère de Park peuvent être calculés.

6.3.5.2 Calcul de i_r

En supposant que le vecteur flux statorique est aligné avec l'axe d , nous pouvons écrire un estimé des courants rotoriques dans le repère de Park :

$$\Phi_s = \Phi_s = L_s i_s + M i_r \quad (6.39)$$

$$\Phi_s = 0 = L_s i_s + M i_r \quad (6.40)$$

Donc :

$$l_r = \frac{\Phi_s}{M} - \frac{L_s i_s}{M} \quad (6.41)$$

$$l_r = -\frac{L_s i_s}{M} \quad (6.42)$$

Nous cherchons un angle $\theta'_r = \theta - \theta_r$ tel que :

$$l_r = \sqrt{\frac{3}{2}} \left(-i_{r1} s_i(\theta'_r) + \frac{1}{2} i_{r2} s_i(\theta'_r) + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{r2} c_i(\theta'_r) + \frac{1}{2} i_{r3} s_i(\theta'_r) - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{r3} c_i(\theta'_r) \right) \quad (6.43)$$

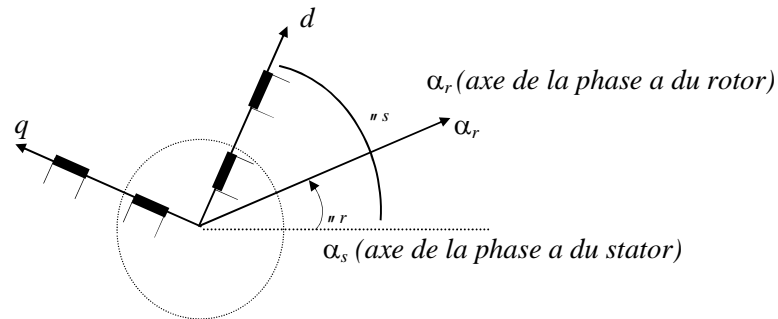


Figure 6.6 : Les positions angulaires utilisées dans les transformations de Park

En posant $w = \tan(\theta'_r/2)$, et après quelques calculs algébriques, nous obtenons l'équation du second degré suivante :

$$aw^2 + bw + c = 0 \quad (6.44)$$

Avec :

$$\begin{cases} a = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot l_r + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (i_{r2} - i_{r3}) \\ b = 2i_{r1} - i_{r2} - i_{r3} \\ c = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot l_r - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (i_{r2} - i_{r3}) \end{cases} \quad (6.45)$$

La solution est :

$$\begin{cases} w_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} & \theta'_{r1} = 2\arctan(w_1) \\ w_2 = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} & \theta'_{r2} = 2\arctan(w_2) \end{cases} \quad (6.46)$$

Pour discriminer l'angle à retenir, on compare la transformation de Park donnant i_{rd} et son estimée. La vitesse de rotation est alors donnée par la formule suivante :

$$g = \frac{\omega_s - \frac{d\theta'_{r1,2}}{dt}}{p} \quad (6.47)$$

Le résultat doit être filtré par un filtre passe bas afin d'éviter l'impact de la discontinuité de la fonction tangente.

6.4 Validation de la commande adoptée

La stratégie de commande par mode glissant de second ordre a été validée en utilisant Matlab/Simulink. La stratégie de commande a été appliquée à la turbine dont les paramètres sont donnés au Tableau.6.1. La génératrice asynchrone à double alimentation utilisée dans cette éolienne est caractérisée par les paramètres donnés au Tableau.6.2.

Tableau.6. 1 : Paramètres de turbine éolienne

Puissance	60kW
Rapport g	19.85
Moment d'inertie total	7Kg.m ²
Densité de l'air ρ	1.2242Kg/m ³
Rayon de la turbine R_T	6.75m
C_{pmax}	0.4
g_{opt}	0.75

Tableau.6. 2: Paramètres de la GADA.

Fréquence	50 Hz
Nb de paires de pôles	2
Résistance statorique	119m
Inductance statorique	1.4mH
Résistance rotorique	238m
Inductance rotorique	1.4mH
Mutuelle inductance	35.1mH
Tension statorique	460/ $\sqrt{3}$

Pour évaluer les contrôleurs conçus dans des conditions réalistes, plusieurs tests ont été réalisés en utilisant un modèle complet comprenant à la fois la dynamique mécanique et électrique, ainsi que des incertitudes et des perturbations.

Les constantes de la commande par mode glissant d'ordre 2 sont : $A_1 = 5$, $A_2 = 15000$, $A_3 = 3$ et $A_4 = 400$.

Il est intéressant de souligner que certaines perturbations bornées sont considérées dans le calcul, pour tester la robustesse des contrôleurs adoptés à de telles perturbations.

Pour notre cas d'étude, les valeurs limites ont été obtenues après une analyse approfondie de la structure du système ainsi que des simulations étendues. Nous avons ainsi introduit des incertitudes et des perturbations externes, y compris: les variations dans les résistances électriques jusqu'à 20% de leur valeur nominale, jusqu'à 15% dans la tension nominale du réseau et jusqu'à 10% dans la caractéristique aérodynamique. Des perturbations de couple supplémentaires sont considérées comme la somme de deux composantes, l'une représentant un terme de frottement non modélisé (calculé comme fonction quadratique de la vitesse de rotation) et l'autre une perturbation variable aléatoire plus petite (générée sous forme de bruit blanc à bande limitée).

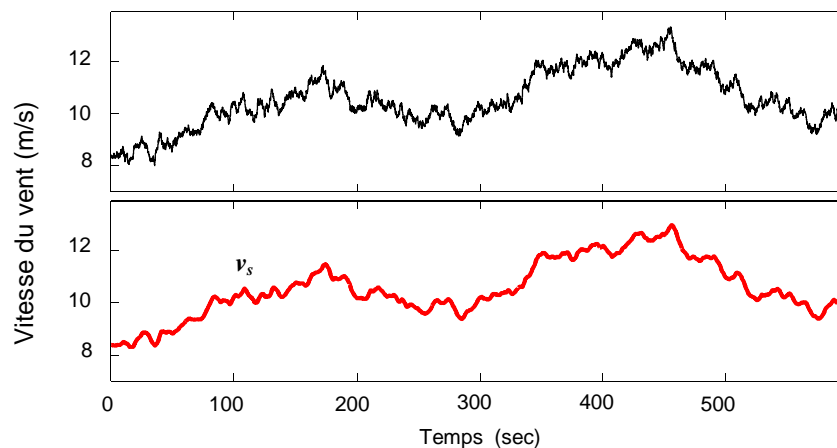


Figure 6. 7 : Profils de la vitesse du vent

Pour les simulations, le système est configuré pour fonctionner dans la zone à charge partielle, incorporant des perturbations et des variations de paramètres dans les plages mentionnées plus haut. Le profil de vent, de 10 minutes, utilisé dans les simulations présentées est modélisé par

l'ajout d'un terme turbulent à haute fréquence au terme quasi-stable s_s , qui est celui qui fournit un couple utile et génère de la puissance, et qui a été utilisé pour la conception de commande et le suivi [6.5] (Figure 6.7).

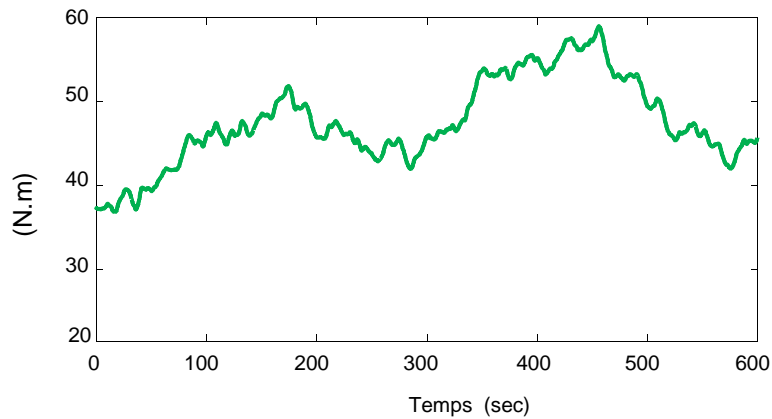


Figure 6.8 : Couple des perturbations

La variable de glissement est représentée sur la Figure 6.9. Il est évident que la phase de convergence est très rapide, alors que \dot{s} est pratiquement nulle pendant la phase de glissement, le chattering étant fortement réduit par l'algorithme Super-Twisting.

À titre illustratif, la trajectoire du système contrôlé dans l'espace d'état (plan $s - \dot{s}$) est représentée sur la Figure 6.10.

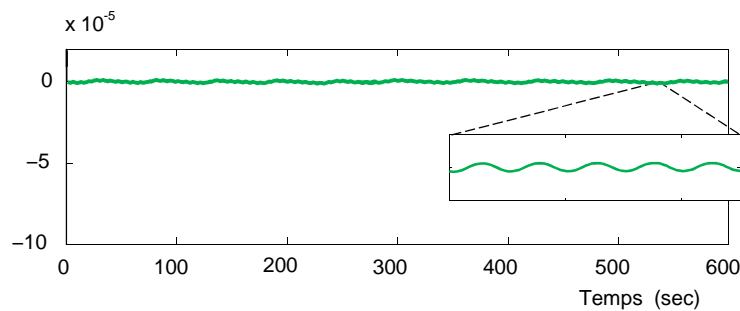


Figure 6.9 : Surface de glissement

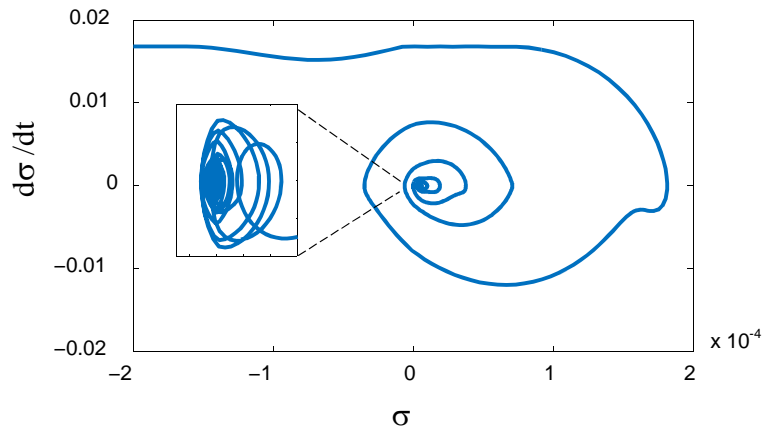


Figure 6. 10 : La surface de glissement et sa dérivée dans le plan de phase

La vitesse de rotation de la génératrice et la vitesse de référence ω_{ref} sont affichées ensemble sur la Figure 6.11. La différence entre les deux variables est négligeable, ce qui permet de remplir la condition de glissement. Les faibles oscillations, représentées dans l'encadré du zoom, directement liés au chattering, permettent de confirmer qu'un excellent comportement de poursuite est réalisé.

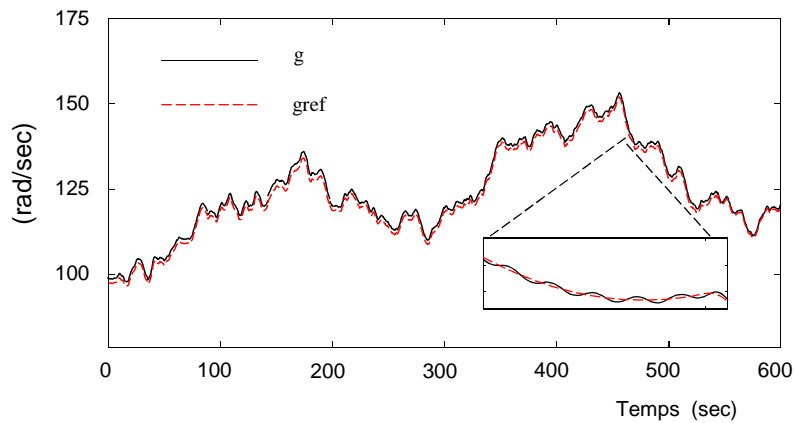


Figure 6. 11 : Vitesse de rotation de la génératrice et vitesse de référence

Les profils des couples électrique et aérodynamique ramené à l'arbre rapide, $(-T_{em})$ et T_g , respectivement, sont représentés sur la Figure 6.12. Ils montrent un comportement mécanique satisfaisant, les oscillations existantes sont maintenues en dessous de 4%.

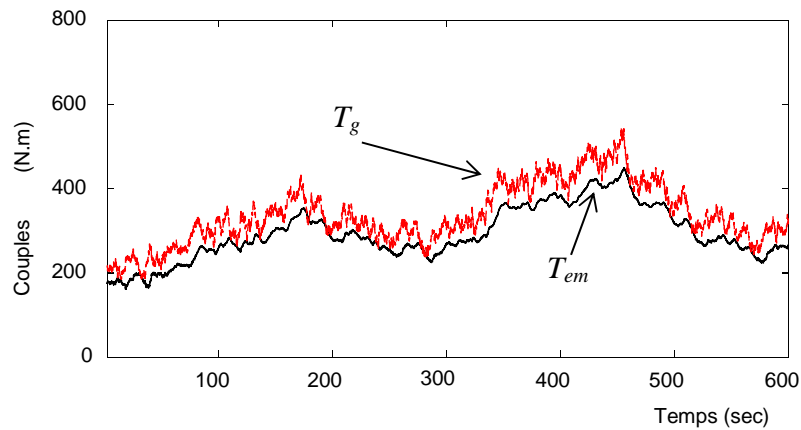


Figure 6.12 : Couple du générateur et celui de la turbine.

La puissance maximale disponible à $\omega = \omega_{opt}$ et la puissance du générateur sont illustrées sur la Figure 6.13. Dès que le système fonctionne avec $\omega = \omega_{opt}$ ($\dot{\omega} = 0$), l'objectif de contrôle principal est atteint de manière satisfaisante, et la puissance du générateur suit finement le maximum, à l'exception des rafales et turbulences et d'un décalage dû aux frottements et à d'autres pertes.

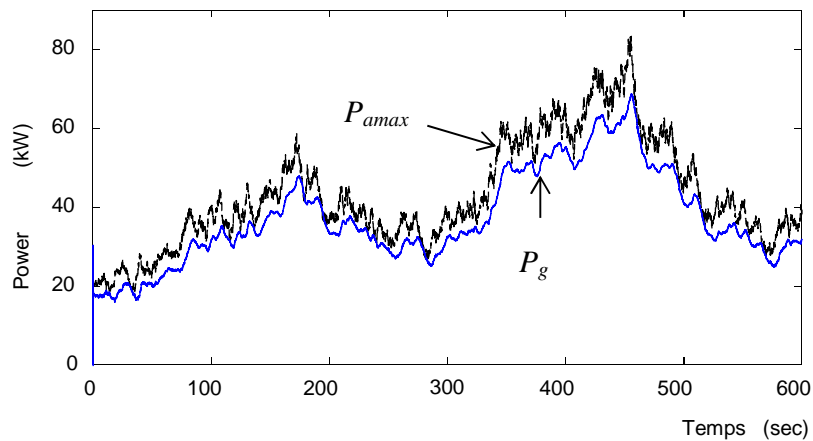


Figure 6.13 : Puissance maximale disponible et la puissance fournie par le générateur.

Enfin, les variables électriques sont représentées. Les composants $d-q$ des courants et des tensions du stator et du rotor peuvent être observés aux Figures. 6.14-15-16-17.

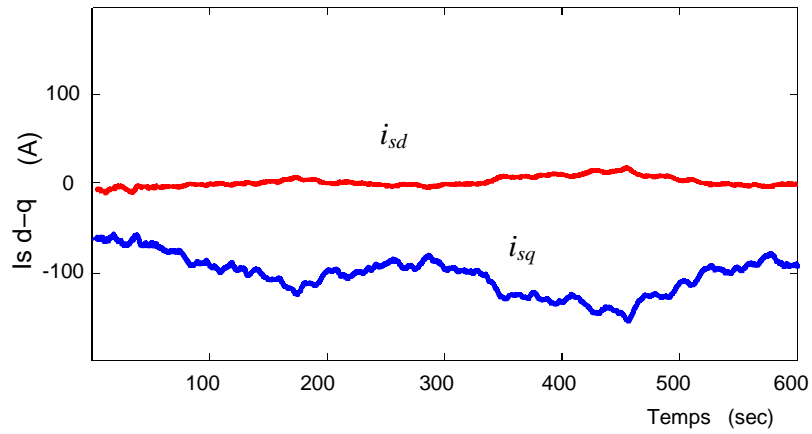


Figure 6. 14 : Les courants d-q statoriques

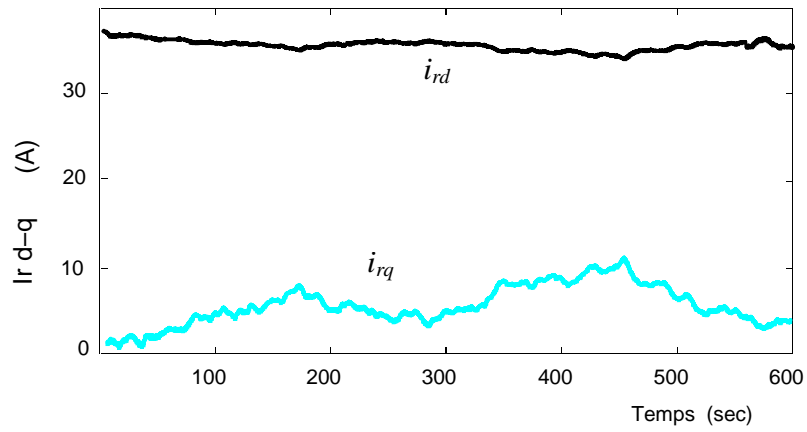


Figure 6. 15 : Les courants d-q rotoriques

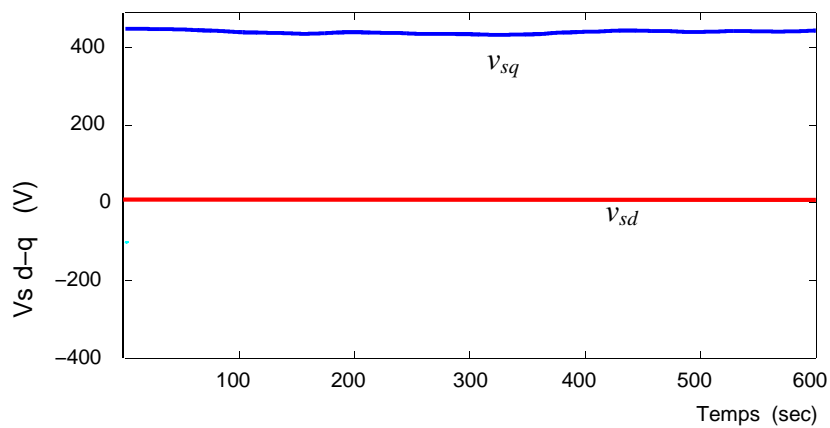


Figure 6. 16 : Les tensions d-q statoriques

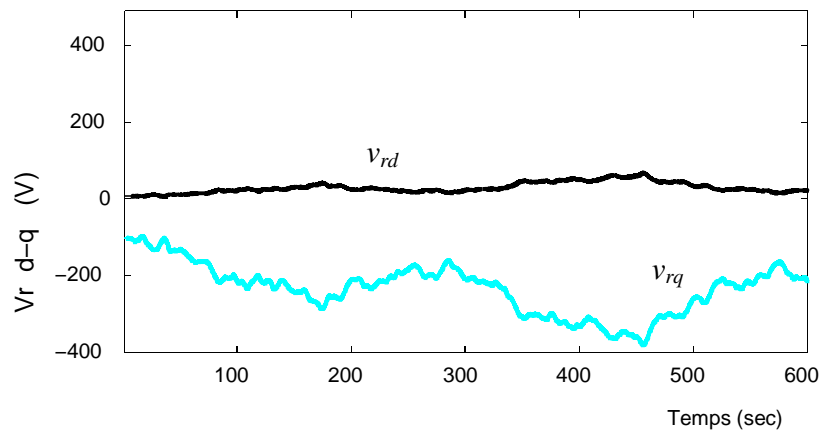


Figure 6. 17 : Les tensions d-q rotoriques

La tension v_{ds} est égale à zéro traduisant le fait que le repère d-q est orienté selon le flux statorique. L'allure du courant i_{rq} démontre l'excellente poursuite de la puissance maximale (couple de référence optimal).

Les performances obtenues sont très satisfaisantes comme le montre la poursuite de la trajectoire du couple électromagnétique désiré et la convergence très rapide vers le courant rotorique de référence. De plus, le couple sur l'arbre ne subit pas de phénomène de broutement, limitant ainsi le stress mécanique sur l'ensemble de la transmission de l'éolienne.

Le contrôleur a prouvé sa robustesse aux multiples perturbations et incertitudes déjà décrites, en maintenant le chattering et les contraintes mécaniques à des niveaux faibles.

6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un algorithme à mode glissant super-twisting a été appliqué à la commande d'une turbine éolienne à vitesse variable avec une récupération de la puissance de glissement pour maximiser l'énergie extraite du vent. Le contrôleur a été conçu en considérant un modèle réaliste complet, incluant plusieurs perturbations et incertitudes.

Ceci répond aux objectifs de robustesse décrits dans l'introduction. La commande augmente donc la fiabilité, améliore le rendement énergétique et limite le stress mécanique sur le mécanisme de la transmission de l'éolienne.

La procédure de conception a exigé la recherche d'expressions analytiques pour certaines fonctions qui prennent en considération les perturbations et incertitudes. La recherche des limites et le réglage global du contrôleur n'est pas simple. Cependant, l'algorithme de commande résultant est relativement simple, le coût informatique est, par conséquent, considérablement faible.

Une caractéristique importante de la loi de contrôle synthétisée est la douceur de l'angle d'amorçage du convertisseur, facilitant sa réalisation dans les systèmes commutés, permettant une très faible contrainte mécanique et pratiquement aucun chattering au niveau de la sortie.

Bibliographie.6

- [6.1] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, J. Rodriguez. Overview of multi-MW wind turbines and wind parks. *IEEE Trans Ind Electron* 58(4):1081–1095, 2011.
- [6.2] L. Soder, L. Hofmann, A. Orths, H. Holttinen, Y. Wan, A. Tuohy, Experience from wind integration in some high penetration areas, *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 1, pp. 4–12, Mar, 2007.
- [6.3] G. M. J. Herbert, S. Iniyar, E. Sreevalsan, S. Rajapandian, A review of wind energy technologies, *Renew. Sustainable Energy Rev.*, vol. 11, no. 6, pp. 1117–1145, Aug. 2007.
- [6.4] Y. Amirat, M. E. H. Benbouzid, B. Bensaker, R. Wamkeue, The state of the art of generators for wind energy conversion systems, presented at the ICEM'2006, Chania, Crete Island, Greece.
- [6.5] FD. Bianchi, H. de Battista, RJ. Mantz, *Wind turbine control systems: principles, modelling and gain scheduling design*, Springer, London, 2007.
- [6.6] B. Beltran, Meh. Benbouzid, T. Ahmed-Ali, High-order sliding mode control of a DFIG-based wind turbine for power maximization and grid fault tolerance. In: *Proceedings of the IEEE IEMDC'09*, Miami, USA, pp 183–189, May 2009.
- [6.7] B. Beltran, Meh. Benbouzid, T. Ahmed-Ali, H. Mangel. DFIG-based wind turbine robust control using high-order sliding modes and a high gain observer. *Int Rev Model Simul* 4(3):1148–1155, 2011.
- [6.8] Meh. Benbouzid, B. Beltra, H. Mangel A. Mamoune. A high-order sliding mode observer for sensorless control of DFIG-based wind turbines. In: *Proceedings of the 2012 IEEE IECON*, Montreal, Canada, pp 4288–4292, October 2012.
- [6.9] Meh. Benbouzid, B. Beltran, Y. Amira, G. Yao, J. Han. High-order sliding mode control for DFIG-based wind turbine fault ride-through. In: *Proceedings of the 2013 IEEE IECON*, Vienna, Austria, pp 7670–7674, Nov 2013.
- [6.10] H. A. Toliyat, G. B. Kliman, *Handbook Of Electric Motors* , second edition, Taylor & Francis Group, USA 2004.

- [6.11] J-P. Louis, *Modélisation Des Machines Electriques En Vue De Leur Commande*, LAVOISIER, Paris, 2004.
- [6.12] B. Beltran, T. Ahmed-Ali, Meh. Benbouzid. Sliding mode power control of variable speed wind energy conversion systems. *IEEE Trans Energy Convers* 23(22):551–558, 2008.
- [6.13] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, G. Asher, J. Clare, Sensorless control of doubly-fed induction generators using a rotor-current-based MRAS observer. *IEEE Trans Ind Electron* 55(1):330–339, 2008.
- [6.14] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators. *IEEE Trans Energy Convers* 20(4):710–718, 2005.
- [6.15] R. Vepa, Nonlinear optimal control of a wind turbine generator, *IEEE Trans Energy Convers* 26(2):468–478, 2011.
- [6.16] I. Munteanu S. Bacha Ai. Bratcu, J. Guiraud, D. Roye, Energy-reliability optimization of wind energy conversion systems by sliding mode control. *IEEE Trans Energy Convers* 23(3):975–985, 2008.
- [6.17] F. Valenciaga, PF. Puleston, Variable structure control of a wind energy conversion system based on a brushless doubly fed reluctance generator. *IEEE Trans Energy Convers* 22(2):499–506, 2008.
- [6.18] B. Beltran, T. Ahmed-Ali, Meh. Benbouzid, High-order sliding mode control of variable speed wind turbines. *IEEE Trans Ind Electron* 56(9):3314–3321, 2009.
- [6.19] M. Farza, M. M'Saad, L. Rossignol, Observer design for a class of MIMO nonlinear systems. *Automatica* 40(1):135–143, 2004.
- [6.20] A. Levant, L. Alelishvili, Integral high-order sliding modes. *IEEE Trans Autom Control*. 52(7):1278–1282, 2007.

Chapitre 7

Observateurs à Mode Glissant Super-Twisting appliqués à la commande d'une turbine éolienne

7.1 Introduction

La mesure des grandeurs mécaniques est toujours un défi pour le contrôle et la visualisation des états d'un système commandé. En fait, la synthèse d'un observateur pour le système est une solution pour mesurer les variables inaccessibles ou nécessitant des capteurs trop sophistiqués ([7.3], [7.4], [7.5]).

Pour des raisons économiques, la sûreté de fonctionnement ou pour une solution dégradée mais fonctionnelle dans des applications avec capteurs en cas de panne de ceux-ci, la commande sans capteur mécanique requiert l'attention de nombreux industriels. C'est pourquoi, elle est devenue un centre d'intérêt pour la recherche ces dernières années. Dans un premier temps, une grande attention est donnée aux observateurs (capteurs logiciels) permettant de pallier l'absence du capteur mécanique en donnant l'information de la vitesse et du couple à l'aide de l'unique mesure des courants. Ensuite des lois de commande sophistiquées (commande non linéaire) sont élaborées et associées aux observateurs pour réaliser la commande sans capteur mécanique.

Dans la littérature, il existe deux approches basiques pour synthétiser les observateurs. La première approche est l'approche sans modèle parmi lesquelles nous pouvons citer :

- L'approche heuristique proche de l'intelligence artificielle (réseau de neurones) [7.9], [7.10], [7.11].

- L’approche basée sur la géométrie de la machine (introduction des harmoniques en fonction de la vitesse de la machine), [7.12], [7.13], [7.14] et [7.15] ;

La seconde approche est basée sur un modèle dynamique de la machine asynchrone. Cette approche utilise les outils d’automatique pour synthétiser des observateurs linéaires ou non linéaires. Il existe dans la littérature plusieurs catégories d’observateur utilisant cette approche:

- Les filtres de Kalman étendu [7.12], [7.16], [7.17], et les filtres de Luenberger étendu [7.16], [7.17] ;
- Les observateurs adaptatifs [7.18], [7.19], [7.20];
- Les observateurs de type modes glissants [7.12], [7.21], [7.22];
- Les observateurs cascades [7.23], [7.24];
- Les observateurs à grand gain interconnectés [7.4], [7.5], [7.24], [7.25].

Contrairement aux systèmes linéaires, il n’existe pas de méthodes systématiques pour la synthèse des observateurs pour les systèmes non linéaires.

De ce fait, les observateurs non-linéaires ne sont pas très développés comparés aux observateurs linéaires. Cependant, les chercheurs s’étaient intéressés au développement d’observateurs pour les systèmes ayant une non-linéarité régulière comme les flux rotorique et statorique d’une machine asynchrone [7.2.a], [7.2.b]

Grâce aux propriétés importantes des systèmes à structure variable, les chercheurs ont pensé aux observateurs basés sur l’approche du mode de glissement. Ces observateurs ont la même structure que les observateurs classiques [7.6], [7.7], [7.8]. La différence réside dans la contre réaction qui dépend d’une fonction ‘sign’.

De nombreux travaux de recherche ont été menés autour de la synthèse d’observateurs pour les machines asynchrones à double alimentation. Par exemple, dans [7.11], l’auteur suggère une estimation adaptative des courants rotoriques. Cette estimation dépend des paramètres de la machine qui sont variables dans le temps. Cette estimation a des applications là où la mesure des courants du rotor est pratiquement difficile.

Dans [7.26], l’auteur étudie une famille d’observateurs des flux statoriques et rotoriques du générateur. Quatre topologies d’observateurs de flux sont décrites et comparées. Tous les

schémas proposés utilisent les modèles de tension et de courant connectés en parallèle ou en série. Dans cette structure, aucune grandeur mécanique n'est estimée.

Dans [7.27], les auteurs traitent du contrôle sans capteur d'une éolienne couplé à une GADA. Le schéma de contrôle sans capteur est basé sur un observateur à mode glissant d'ordre supérieur pour estimer uniquement la vitesse de rotation de la génératrice.

Dans ce chapitre, qui est une continuation du Chapitre 6, nous abordons trois aspects de contrôle: (1) Un observateur à gain élevé pour estimer le couple aérodynamique; (2) Un observateur de vitesse à mode de glissement d'ordre supérieur; (3) Des algorithmes de commande à régime glissant de second ordre seront appliqués à la GADA pour garantir d'excellentes performances dynamiques.

7.2 Observateurs à Mode Glissant standard

Nous rappelons la dynamique des systèmes non-linéaires comportant des discontinuités (Chapitre 4):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t) \end{cases} \quad (7.1)$$

Jusqu'ici, nous avons supposé que les deux variables d'état x_1 et x_2 sont accessibles à la mesure (disponibles). Cependant, dans de nombreux cas, seule x_1 (la position) est mesurée, tandis que x_2 (la vitesse) doit être estimée.

Afin d'estimer x_2 (en supposant la valeur maximale de $|x_2|$ est connue), l'algorithme d'observation suivant est proposé:

$$\dot{\hat{x}}_1 = v \quad (7.2)$$

Où v est un terme d'injection d'observateur qui doit être conçu de telle sorte que les estimations \hat{x}_1 , x_1 et \hat{x}_2 , x_2 .

Introduisons une erreur d'estimation (une variable glissante auxiliaire) :

$$z_1 = \hat{x}_1 - x_1 \quad (7.3)$$

Donc :

$$z_1 = v - x_2 \quad (7.4)$$

Concevons le terme d'injection v qui entraîne $z_1 = \hat{x}_1 - x_1 = 0$ en un temps fini, comme suit [7.1]:

$$v = -\rho \quad (z_1) \quad \rho > |x_2| + \beta, \quad \beta > 0 \quad (7.5)$$

$$z_1 z_1 = z_1 (-x_2 - \rho \quad (z_1)) \quad |z_1| (|x_2| - \rho) \quad -\beta |z_1| \quad (7.6)$$

Comme il a été déjà établi (Chapitre 4), $z_1 = 0$ après un temps $T_0 = \frac{|z_1(0)|}{\beta}$.

Par conséquent, un mode de glissement existe dans l'observateur pour $t > T_0$.

La dynamique du mode de glissement est calculée en utilisant le concept de contrôle équivalent:

$$z_1 = -x_2 + v_e = 0 \quad (7.7)$$

Il en ressort que la variable d'état x_2 peut être exactement estimée comme suit :

$$x_2 = v_e \quad \text{pour} \quad t > T_0$$

L'injection équivalente v_e peut être estimée par un filtre passe bas de la commande de commutation haute fréquence :

$$\tau \hat{v}_e = -\hat{v}_e - \rho \quad (z_1) \quad (7.8)$$

où τ est une petite constante positive. Enfin :

$$\hat{x}_2 \quad x_2 = v_e \quad t > T_0$$

7.3 Observateurs à mode glissant basé sur l'Algorithme Super-Twisting

Considérons le système (7.9):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (7.9)$$

Où y est une sortie du système.

Le problème est de concevoir une loi de contrôle rétroactive $u = u(x_1, x_2, t)$ qui est censé conduire, asymptotiquement, les variables d'état à leurs références. La question est de savoir si le problème de contrôle formulé peut être résolu en utilisant seulement la connaissance des limites de la perturbation inconnue.

On suppose que seule l'information de sortie est disponible. Mais, le contrôleur a besoin de toutes les informations d'état. Donc nous reconstruisons, d'abord, l'autre état du système et puis nous concevons le contrôle à mode glissant basé sur l'information estimée. Les observateurs à mode glissant sont déjà rapportés dans la littérature [7.22].

La dynamique de l'observateur Super-Twisting pour estimer les états du système (7.9) est donnée sous la forme suivante :

$$\hat{x}_1 = z_1 + \hat{x}_2 \quad (7.10)$$

$$\hat{x}_2 = z_2 + u \quad (7.11)$$

Où z_1 et z_2 sont les termes de correction.

Définissons la variable d'erreur comme :

$$e_1 = x_1 - \hat{x}_1 \quad (7.12)$$

$$e_2 = x_2 - \hat{x}_2 \quad (7.13)$$

Les termes de correction sont choisis tels que :

$$z_1 = k_1 |e_1|^{\frac{1}{2}} s_i \quad (e_1) \quad (7.14)$$

$$z_2 = k_2 s_i \quad (e_1) \quad (7.15)$$

Ensuite, nous pouvons représenter la dynamique d'erreur sous la forme suivante :

$$e_1 = -k_1 |e_1|^{\frac{1}{2}} s_i \quad (e_1) + e_2 \quad (7.16)$$

$$e_2 = -k_2 s_i \quad (e_1) + f \quad (7.17)$$

Il est évident que f est bornée, donc soit $|f| < 0$.

Si on pose :

$$k_1 = 1.5\sqrt{0} \quad e \quad k_2 = 1.1 \quad 0$$

La stabilité en un temps fini de l'équation ci-dessus est déjà prouvée dans la littérature [7.20], [7.22]. Donc les erreurs e_1 et e_2 convergent simultanément vers zéro en un temps fini T_0 . Par conséquent, on peut dire que $x_1 \rightarrow \hat{x}_1$ et $x_2 \rightarrow \hat{x}_2$ pour $t > T_0$.

Pour la conception du contrôleur, une sortie du système (7.9) a un degré relatif 2, donc on ne peut pas appliquer le super-twisting (ST) direct, parce qu'il est applicable, seulement, pour un système de degré relatif 1. Par conséquent, nous devons définir une surface glissante de la forme suivante pour obtenir un degré relatif 1 :

$$s = c_1 x_1 + \hat{x}_2 \quad c_1 > 0 \quad (7.18)$$

Pour synthétiser la loi de contrôle (pour concevoir le ST), en prenant la dérivée temporelle de (7.18), on peut écrire :

$$\dot{s} = c_1 \dot{x}_1 + \dot{\hat{x}}_2 \quad (7.19)$$

$$\dot{s} = c_1 x_2 + u + k_2 s \quad (e_1) \quad (7.20)$$

En substituant $x_2 = e_2 + \hat{x}_2$ dans (20) :

$$\dot{s} = c_1 \hat{x}_2 + c_1 e_2 + u + k_2 s \quad (e_1) \quad (7.21)$$

Donc le système (7.9) peut être transformé comme suit :

$$\dot{x}_1 = s - c_1 x_1 + e_2 \quad (7.22)$$

$$\dot{s} = c_1 \hat{x}_2 + c_1 e_2 + u + k_2 s \quad (e_1) \quad (7.23)$$

Maintenant, si nous choisissons la commande u pour obtenir un contrôle à mode glissant de second ordre en s comme suit :

$$u = -c_1 \hat{x}_2 - \lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s} - \lambda_2 s \quad (7.24)$$

Où λ_1 et λ_2 sont des paramètres de conception du contrôleur. Une procédure de calcul de ces paramètres est donnée dans [7.17], [7.20].

En remplaçant l'entrée de commande (7.24) dans (7.23), on obtient :

$$\dot{x}_1 = s - c_1 x_1 + e_2 \quad (7.25)$$

$$\dot{s} = c_1 e_2 - \lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} \dot{s} - \lambda_2 s + k_2 s \quad (e_1) \quad (7.26)$$

L'observateur global du régulateur du système en boucle fermée peut être représenté :

$$(I) \begin{cases} \dot{x}_1 = s - c_1 x_1 + e_2 \\ \dot{s} = c_1 e_2 - \lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} s - \int_0^t \lambda_2 s(\tau) d\tau + k_2 s(e_1) \end{cases} \quad (7.27.a)$$

$$(II) \begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 |e_1|^{\frac{1}{2}} e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = -k_2 s(e_1) + f \end{cases} \quad (7.27.b)$$

Il a été déjà formulé que les erreurs du système (II) du (7.27.b) tendent vers zéro en un temps fini T_0 . Donc $e_1 = e_2 = 0$ pour $t > T_0$.

Habituellement, les gains des observateurs sont choisis de telle sorte que l'erreur d'observation converge plus rapidement.

Le système en boucle fermée peut être écrit comme suit (pour $t > T_0$) :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = s - c_1 x_1 \\ \dot{s} = -\lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} s - \int_0^t \lambda_2 s(\tau) d\tau + k_2 s(e_1) \end{cases} \quad (7.28)$$

D'une autre manière, en ajoutant une nouvelle variable d'état fictive L , nous pouvons représenter la dynamique comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = s - c_1 x_1 \\ \dot{s} = -\lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} s - \int_0^t \lambda_2 s(\tau) d\tau + L + k_2 s(e_1) \end{cases} \quad (7.29)$$

Avec : $L = -\lambda_2 s - \int_0^t \lambda_2 s(\tau) d\tau$

On peut conclure de la transformation mathématique ci-dessus que \dot{s} contient le terme non-différenciable $k_2 s(e_1)$. Ainsi, la dynamique de glissement du second ordre (de sorte que $\dot{s} = s = 0$ en un temps fini) ne commence jamais.

Nous proposons, par la suite, une conception de contrôle telle que le terme non différentiable $k_2 s(e_1)$ s'annule et ensuite les deux sous-systèmes de (7.27) agissent comme ST.

L'entrée de commande suivante conduit à l'établissement de mode glissant en un temps fini pour (7.22) et (7.23), ce qui implique en outre une stabilité asymptotique de x_1 et x_2 :

$$u = -c_1 \hat{x}_2 - \lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} s - \int_0^t \lambda_2 s(\tau) d\tau - k_2 s(e_1) \quad (7.30)$$

La dynamique du système après avoir remplacé (7.30) dans (7.23) :

$$(I) \begin{cases} \dot{x}_1 = s - c_1 x_1 + e_2 \\ \dot{s} = c_1 e_2 - \lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} s - \int_0^t \lambda_2 s^2(s) ds \end{cases} \quad (7.31)$$

$$(II) \begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 |e_1|^{\frac{1}{2}} e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = -k_2 s - \int_0^t e_1 ds + f \end{cases} \quad (7.32)$$

Il est évident que les erreurs du système (II) convergent vers zéro en un temps fini T_0 (c-à-d $e_1 = e_2 = 0$).

Le système (I') devient pour $t > T_0$:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = s - c_1 x_1 \\ \dot{s} = \lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} s - v \\ \dot{v} = \lambda_2 s - \int_0^t s ds \end{cases} \quad (7.33)$$

Les deux dernières équations de (3.33) ont la structure d'un ST. On peut conclure ainsi qu'après un certain temps fini T_1 : $s = \dot{s} = 0$.

Donc la dynamique du système pour $t > T_1$:

$$\dot{x}_1 = -c_1 x_1$$

$$\dot{x}_2 = -c_1 x_1$$

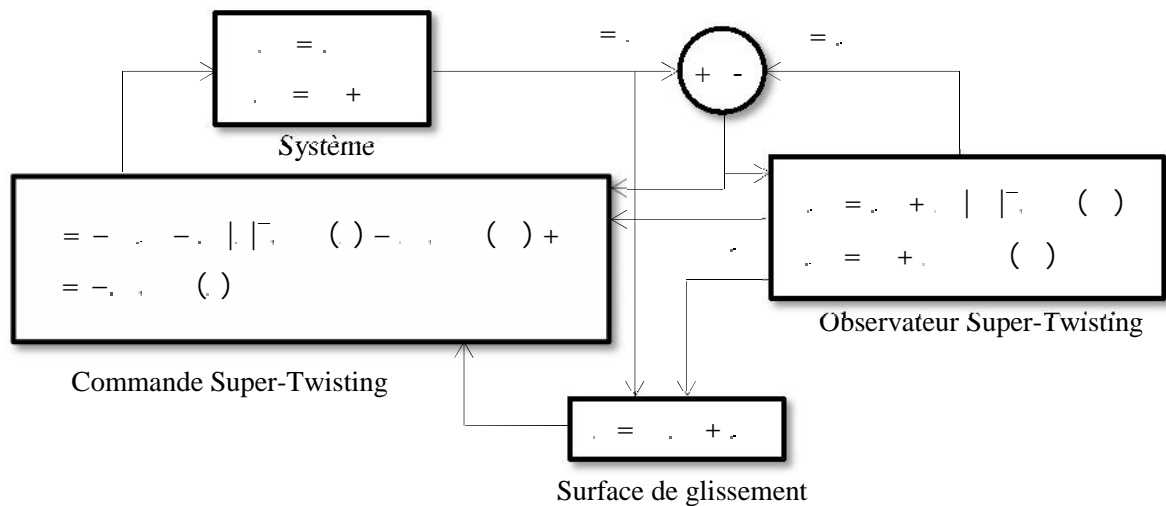


Figure 7. 1 : Contrôle à mode glissant de second ordre basé sur un Observateur Super-Twisting

7.4 Observateurs à Mode Glissant Super-Twisting appliquée à la commande d'une turbine éolienne

7.4.1 Commande Super-Twisting avec Observateur à gain élevé

7.4.1.1 Observateur à Gain Élevé du Couple Aérodynamique

Nous mettrons l'accent sur les performances du contrôle à mode glissant en termes de commande sans capteurs mécaniques.

La stratégie développée dans ce chapitre, illustrée par la Figure 7.2, est basée sur l'algorithme du Super-Twisting combinant un observateur par mode glissant d'ordre 2 avec une loi de commande par mode glissant d'ordre 2 (avec le même algorithme). Cette stratégie évite la mesure du vent et minimise encore plus le phénomène de broutement.

Un observateur à gain élevé peut être utilisé pour estimer le couple aérodynamique. Une caractéristique clé d'un observateur à gain élevé est qu'il réduira les *chatterings* induits par la commande [7.19], [7.20].

L'équation mécanique est :

$$T = \frac{T_a}{J} - \frac{K_T}{J} T - \frac{T_e'}{J} \quad (7.34)$$

Nous introduisons les variables :

$$x = \begin{cases} x_1 = T \\ x_2 = \frac{T_a}{J} \end{cases} \quad (7.35)$$

Le système devient :

$$x = \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 - \frac{K_T}{J} x_1 - \frac{T_e'}{J} \\ \dot{x}_2 = f(t) \end{cases} \quad (7.36)$$

Sous une forme matricielle, le système s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + \varphi(x, u) + F(t) \\ y = C x \end{cases} \quad (7.37)$$

Avec :

$$\begin{cases} A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \\ C = (1 \quad 0) \\ \varphi(x, u) = \begin{pmatrix} \frac{-K_T x_1 - u}{J} \\ 0 \end{pmatrix} \\ F(t) = \begin{pmatrix} 0 \\ f(t) \end{pmatrix} \\ u = T_e' \end{cases} \quad (7.38)$$

Pour ce système, on propose l'observateur suivant [7.19]:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \varphi(\hat{x}, u) - \theta^{-1} S^{-1} C^T C (\hat{x} - x) \quad (7.39)$$

$$S = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 2 \end{pmatrix} \\ \theta = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\theta} \end{pmatrix}$$

θ : le gain de l'observateur.

Nous définissons l'erreur :

$$x = \theta(\hat{x} - x) \quad (7.40)$$

$$\dot{x} = \theta(A - S^{-1} C^T C)x + \theta(\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - \theta F(t) \quad (7.41)$$

Soit la fonction quadratique :

$$V = x^T S x \quad (7.42)$$

$$\begin{cases} \dot{V} = 2x^T S \dot{x} \\ \dot{V} = -\theta^{-1} x^T C^T C x + 2x^T S^{-1} \theta(\varphi(\hat{x}) - \varphi(x)) - 2x^T S^{-1} \theta \bar{F}(t) \end{cases} \quad (7.43)$$

Nous supposons que :

$$\begin{cases} \|\theta(\varphi(\hat{x}) - \varphi(x))\| \leq \xi \|x\| \\ |f(t)| \leq \delta \end{cases} \quad \text{avec } \xi = \frac{\kappa}{J} \quad (7.44)$$

Donc :

$$\dot{V} \leq -\theta^{-1} c_1 \|x\|^2 + 2 \|x\| \lambda_m(S) \xi + 2 \|x\| \lambda_m(S) \frac{\delta}{\theta} \quad (7.45)$$

$$\dot{V} \leq -\theta^{-1} c_1 V + c_2 \frac{\delta}{\theta} \bar{V} \quad (7.46)$$

Avec :

$$\begin{cases} c_1 = 2 \frac{\lambda_m (S)}{\lambda_m (S)} \xi \\ c_2 = 2 \frac{\lambda_m (S)}{\sqrt{\lambda_m (S)}} \end{cases} \quad (7.47)$$

On considère :

$$\begin{cases} \theta_0 = m \{1, c_1\} \\ \lambda = \sqrt{\frac{\lambda_m (S)}{\lambda_m (S)}} \\ \mu_\theta = \frac{\theta - c_1}{2} \\ M_\theta = 2 \frac{\lambda_m (S)}{\lambda_m (S)(\theta - c_1)} \end{cases} \quad (7.48)$$

Pour $\theta > \theta_0$:

$$e(t) = \theta \lambda \exp(-\mu_\theta t) \cdot e(0) + M_\theta \delta \quad (7.49)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \hat{T}_a &= J \hat{x}_2 \\ \bar{T}_a &= \hat{T}_a - T_a = J[\theta \lambda \exp(-\mu_\theta t) \cdot e(0) + M_\theta \delta] \end{aligned} \quad (7.50)$$

$\lambda_m (S)$ et $\lambda_m (S)$ sont les valeurs propres extrêmes de S.

Une estimation pratique du couple aérodynamique est alors obtenue lorsque M_θ diminue si θ augmente. L'erreur d'estimation asymptotique peut être aussi petite que souhaitée en choisissant des valeurs suffisamment élevées pour θ .

7.4.1.2 Contrôleur Super-Twisting avec Observateur à Gain Élevé

Maintenant, l'objectif de contrôle peut être formulé par les erreurs de poursuite suivantes :

$$e_T = T_a - T_u \quad (7.51)$$

Où T_u est observé.

$$e_T = 2K_o \left(T_u - K_T \left(T - T'_{em} \right) - T_u \right) \quad (7.52)$$

Donc :

$$e_T = -G e' - H \quad (7.53)$$

Avec :

$$\begin{cases} G = 2K_T & T \\ H = 2K_T & T(T_a - K_T T) - T_a \end{cases} \quad (7.54)$$

Nous considérons la commande suivante basée sur l'algorithme Super-Twisting :

$$\begin{cases} T_e' = w + A_1 |e_T|^{\frac{1}{2}} s & (e_T) \\ w = A_2 s & (e_T) \end{cases} \quad (7.55)$$

Les constantes A_1 et A_2 sont données comme suit :

$$\begin{cases} 0 < m & G < M \\ |H| < A \\ A_1 > \frac{A}{\Gamma_m} \\ A_2^2 & \frac{4A\Gamma_M(A_1+A)}{\Gamma_m^2(A_1-A)} \end{cases} \quad (7.56)$$

m et M sont définis par T et T .

Ainsi, la convergence de e_T à 0 en temps un fini t_c est garantie :

$$T_u = T_a \quad p \quad t > t_c$$

Le principe de l'observateur à gain élevé et la commande Super-Twisting proposés ci-dessus est illustré par le schéma de la Figure 7.2.

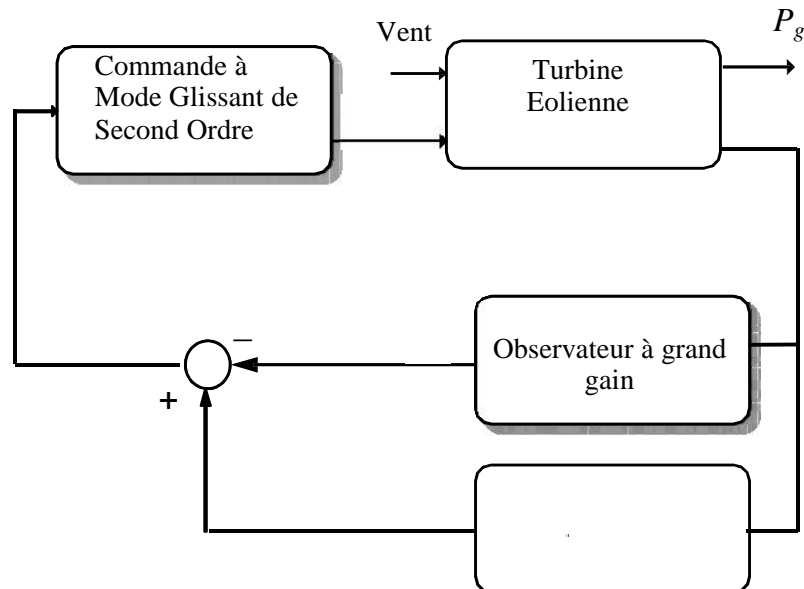


Figure 7.2 : Le principe de l'observateur à gain élevé et la commande Super-Twisting

7.4.2 Observateur de vitesse par mode glissant d'ordre supérieur

Nous rappelons les équations servant pour l'estimation de l'angle de Park utilisé pour les grandeurs rotoriques :

$$l_r = \frac{\Phi_s}{M} - \frac{L_s i_s}{M} \quad (7.57)$$

$$l_r = -\frac{L_s i_s}{M} \quad (7.58)$$

$w = \tan(\theta'_r/2)$ est la solution de l'équation suivante :

$$aw^2 + bw + c = 0 \quad (7.59)$$

Avec :

$$\begin{cases} a = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot l_r + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (i_{r2} - i_{r3}) \\ b = 2i_{r1} - i_{r2} - i_{r3} \\ c = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot l_r - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (i_{r2} - i_{r3}) \end{cases} \quad (7.60)$$

$$\begin{cases} w_1 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4a}}{2a} & \theta'_{r1} = 2\arctan(w_1) \\ w_2 = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4a}}{2a} & \theta'_{r2} = 2\arctan(w_2) \end{cases} \quad (7.61)$$

La vitesse de rotation est alors donnée par la formule suivante :

$$g = \frac{\omega_s \frac{d\theta'_{r1,2}}{dt}}{p} \quad (7.62)$$

Nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_r = -p \cdot g \\ \dot{g} = \frac{1}{J} (T_g - K_g) - \frac{T_e}{J} \end{cases} \quad (7.63)$$

Posons :

$$\begin{cases} x_1 = \frac{-\theta_r}{p} \\ x_2 = g \\ u = -\frac{T_e}{J} \\ f(x_1, x_2) = \frac{1}{J}(T_g - K_g) \end{cases} \quad (7.64)$$

Donc, notre système peut être reformulé sous la forme standard :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u + f(x_1, x_2, t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (7.65)$$

Soit l'Observateur Super-Twisting suivant :

$$\dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + k_1 |e_1|^{\frac{1}{2}} s_1 \quad (e_1) \quad (7.66)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = u + k_2 s_1 \quad (e_1) \quad (7.67)$$

$$e_1 = x_1 - \hat{x}_1 \quad (7.68)$$

Où k_1 et k_2 sont des gains positifs.

On définit la surface de glissement suivante :

$$s = c_1 x_1 + \hat{x}_2 \quad (7.69)$$

Soit la loi de commande suivante :

$$u = -c_1 \hat{x}_2 - \lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} s_1 \quad (s) - k_2 s_1 \quad (e_1) + v \quad (7.70)$$

$$v = -\lambda_2 s_1 \quad (s) \quad (7.71)$$

Avec $c_1, \lambda_1, \lambda_2$ des constantes positives du design de commande. Une procédure de calcul de ces paramètres est donnée dans [7.17], [7.20].

Selon le paragraphe 7.3, nous avons, ainsi, défini une commande à mode glissant Super-Twisting basé sur un Observateur Super-Twisting de la vitesse de rotation.

La Figure 7.3 présente le schéma de principe de la commande ainsi synthétisée.

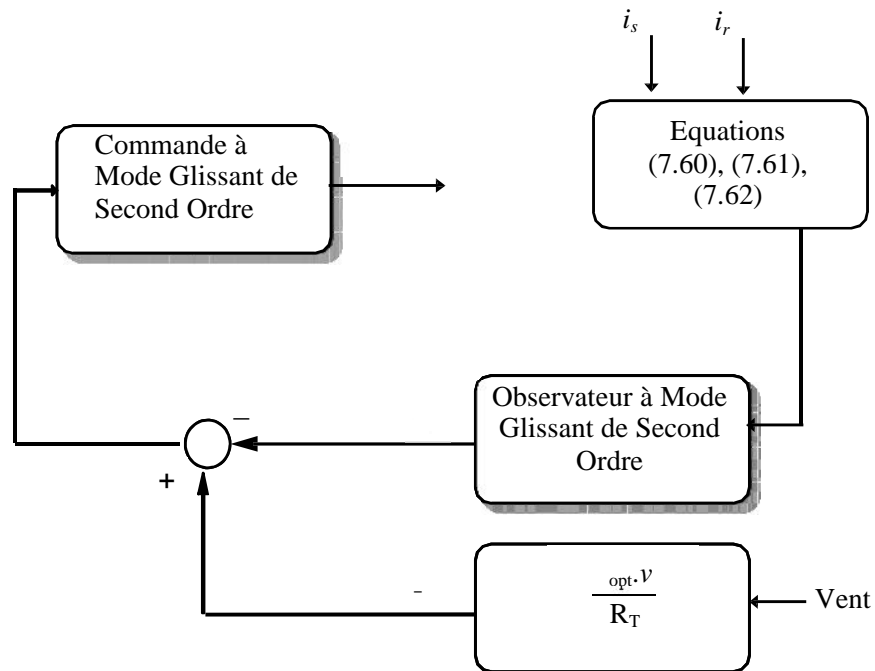


Figure 7.3 : Structure d'un observateur à mode glissant sans capteur de vitesse

7.5 Validation de la stratégie de commande adoptée

Pour la simulation, nous reprenons les mêmes caractéristiques et paramètres du système étudié au chapitre précédent (Chapitre 6).

Nous appliquons un échelon de vitesse à l'instant $t=3s$ (traduisant un échelon dans la vitesse du vent), et nous relevons les variations des différentes grandeurs électriques et mécaniques de la GADA et de la turbine éolienne. Il est noté que toutes les grandeurs mécaniques sont ramenées à l'arbre rapide (arbre de la génératrice).

La stratégie de contrôle adoptée vise l'optimisation de l'extraction de la puissance éolienne tout en assurant un facteur de puissance unitaire à la sortie de la génératrice ($Q_s=0$)

La Figure 7.8 montre que le couple aérodynamique estimé a rapidement atteint le couple optimal, sans oscillations et sans à-coups sévères. La même observation peut être formulée pour la réponse du couple électromagnétique dont la réponse dépend de celle du courant

rotorique i_{rq} (Figure 7.6). La figure 7.4 illustre la vitesse de rotation et son estimé. On remarque que la vitesse de rotation observée a atteint la vitesse réelle en un temps acceptable.

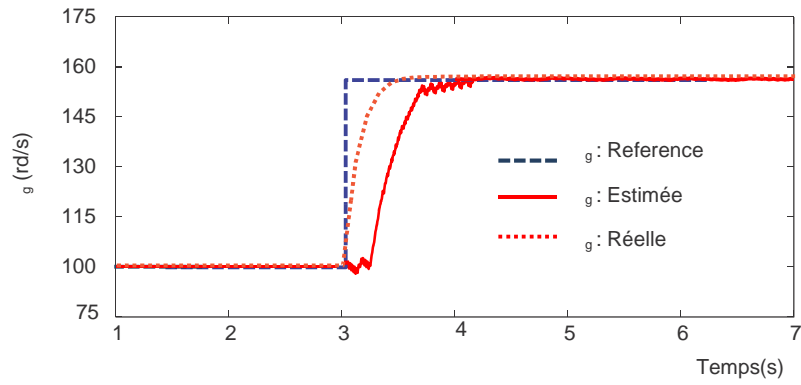


Figure 7. 4 : Vitesse de rotation

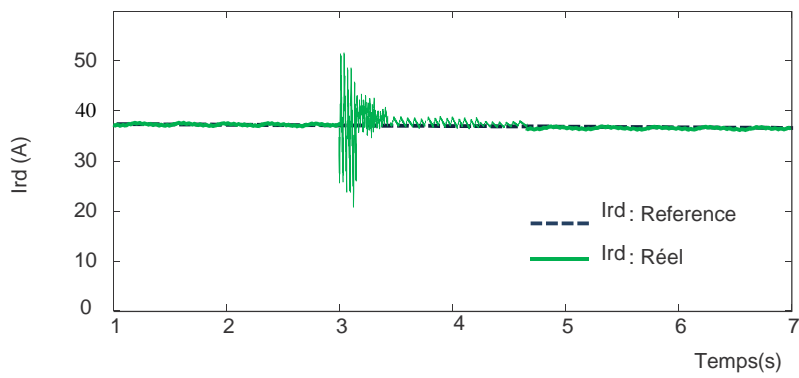


Figure 7. 5 : Courant rotorique direct

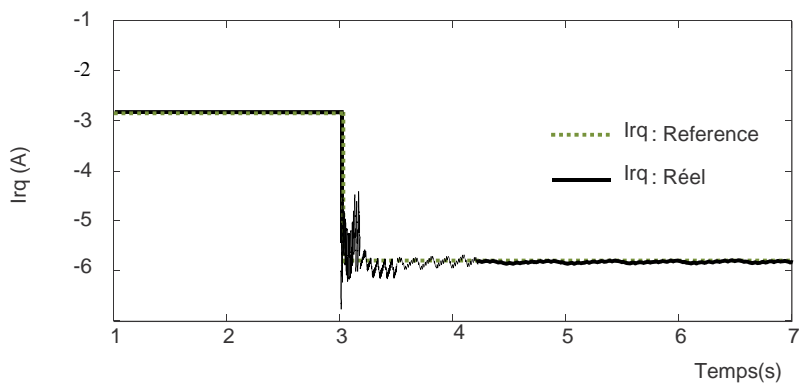


Figure 7. 6 : Courant rotorique en quadrature

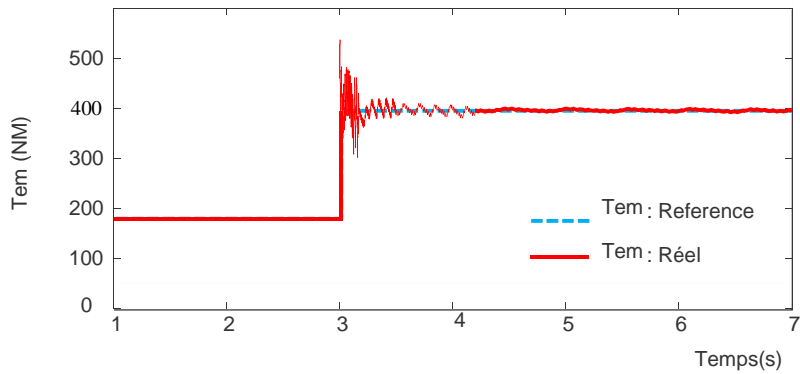


Figure 7.7 : Couple Électromagnétique

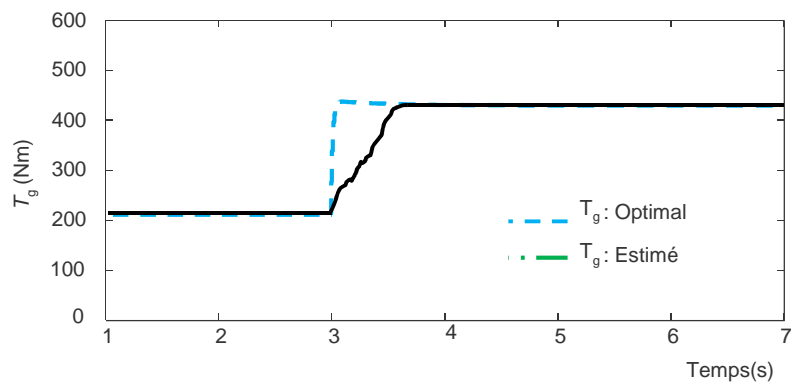


Figure 7.8 : Couple aérodynamique ramenée sur l'arbre rapide

On a constaté qu'à une faible valeur de λ (moins de 130) (λ : le paramètre de conception de l'observateur du couple), les estimations d'états varient lentement et ne sont pas capables de suivre les variations de l'état réel. De l'autre côté, une très grande valeur de λ (plus de 200) permet une bonne performance de poursuite, cependant, l'observateur devient sensible au bruit. Nous avons donc fait un compromis entre les deux cas en sélectionnant un paramètre de gain optimal ($\lambda = 170$).

7.6 Conclusion

La stratégie de commande élaborée et présentée dans ce chapitre consiste à combiner un observateur à grand gain pour définir le couple de référence à une commande par mode glissant d'ordre supérieur utilisant l'algorithme du *super-twisting*. Cette stratégie s'est avérée robuste, augmente la fiabilité, améliore le rendement énergétique (avec un broutement limité), et limite le stress ou les contraintes mécaniques sur le train de puissance de l'éolienne.

Un observateur a été, également, conçu pour l'observation de la vitesse de rotation, en se basant sur l'algorithme Super-Twisting. Les résultats de simulation analysés montrent que toutes les variables convergent vers le voisinage de leurs valeurs réelles.

Bibliographie.7

- [7.1] Y. Shtessel, L. Fridaman, A. Levant, Sliding Mode Control and Observation, Control Engineering, Springer, London, 2010.
- [7.2.a] B. Le Pioufle, G. Georgiou, J.-P. Louis. Le Pi pplication des commandes NL pour la régulation en vitesse ou en position de la machine synchrone autopilotée , Revue physique appliquée 1990, PP. 517-527.
- [7.2.b] B. Le Pioufle, Comparison control strategies for the servomotor, electric Machines and power systems, 1993, PP. 151-169.
- [7.3] G. Bastin, M.R Gevers. Stable adaptive observers for nonlinear time-varying systems. Automatic Control, IEEE Transactions on, 33(7):650- 658, 1998.
- [7.4] G. Besancon, J De. Leon-Morales, O. Huerta- Guevara. On adaptive observers for state affine systems. International journal of Control, 79(06):581- 591, 2006.
- [7.5] G. Besancon . Nonlinear observers and applications. Springer, 2007. ISBN 3-540-73502-X, 2007.
- [7.6] J.J. Slotine, J.K. Hedrik, E.A. Misawa, On sliding observers for nonlinear systems, ASME J. Dynam. Syst. Meas., vol. 109, pp. 245- 252, Sept. 1987.
- [7.7] A. Kerboua, Commandes et observateurs par mode glissant: Application a une machine asynchrone alimentée en tension, Thèse de magister, ENP, 1999.
- [7.8] G.C. Verghese, Observers for Flux estimation in Induction Machines, IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 35,No. 1, February 1988.
- [7.9] M. Kuchar, P. Brandstetter and M. Kaduch. Sensorless Induction motor drive with neural network PESC, Aachen Germany, pp. 3301-3305, 2004.
- [7.10] W.J. Rong. Backstepping Wavelet Neural network Control for Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive, IEEE Trans On Neural Networks, Vol.15, No.2, pp.367-381, March 2004.
- [7.11.a] C.M. Kwan, F.L. Lewis and K.S. Yeung. Adaptive control of induction motors without flux measurements, Automatica, Vol.32, No.6, pp.903-908, 1996.

- [7.11.b] C.M. Kwan and F.L. Lewis. Robust backstepping Control of Induction Motors using neural networks, IEEE Trans Neural Networks, Vol.11, pp.1178-1187, 2000.
- [7.12] F. Morand. Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones, thèse de doctorat, INSAL, 2005.
- [7.13] A. Ferrah, K.J. Bradley and PJ et al. Hogben-Laing. Speed identifier for induction motor drives using real time adaptative digital filtering, IEEE Trans. On Industry Application Vol.34, No.1, pp.156-162, Jan/feb 1998.
- [7.14] P.L. Jansen, R.D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines, IEEE Trans. Industry Application, Vol.31, No.2, pp.240-247, Mar/Apr 1995.
- [7.15.a] J. Holtz. Is Sensorless Position Control of Standard Induction Motors a Feasible Technology, Proceeding of the Power Electronics and Motion Conference, IEEE, Beijing, China, August, 2000.
- [7.15.b] J. Holtz. Sensorless control induction motor drives, Proceedings of the IEEE 90(8) pp.1359-1394, Aug 2002.
- [7.16] T. Saheb. Commande Sans Capteur Mécanique de la Machine Asynchrone thèse de doctorat, Université de Nantes, IREENA, Octobre 2004.
- [7.17] I. Zein. Application du filtre de kalman et du filtre de Luenberger à la commande et à la surveillance de la machine asynchrone thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Septembre 2000.
- [7.18] J. Maes, J. Melkebeek. Speed sensorless Direct Torque control of Induction Motor using adaptive flux observer, IEEE Trans. Industry Application, Vol.36, no.3, pp.778-7785 May/June 2000.
- [7.19] C. Schauder. Adaptative Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational transducers, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, No.5, pp. 1054-1061, Sept./Oct. 1992.
- [7.20] D. Lubineau. Commande non linéaire de moteurs asynchrones avec observateurs, thèse de doctorat, INPG, 1999.

- [7.21] M. Tursini, R. Petrella and F. Parasiliti. Adaptive Sliding mode Observer for speed sensorless control of induction motors, *IEEE Trans. Industry Application*, Vol.36, no.5, pp.1380-1387 sept/Oct. 2000.
- [7.22] C. Aurora and A. Ferrari. Speed regulation of induction motors : An adaptive sensorless sliding mode control scheme, *IEEE ACC'04*, Boston, USA, 30 june-2 jully 2004.
- [7.23] G. Schreier, J. De Leon, A. Glumineau and R.Boisliveau. Cascade Nonlinear Observers : Application to an Experimental Induction Motor Benchmark, *IEE Proceeding-Control Theory and Applications*, Vol. 148, No.6, pp. 509-515, Novembre 2001.
- [7.24] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau. Observability Study and Observer-Based Interconnected From for sensorless Induction Motor, *CDC*, San Diego, pp.1240-1244, December 13-15, 2006.
- [7.25] M. Ghanes, J.De Leon and A. Glumineau. Novel Controller for Induction motor withoout mechanical Sensor and Experimental Validation *CDC*, San Diego California USA, pp.4008-4013, December 13-15, 2006.
- [7.26] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg, W. Chen. A class of flux observers for doubly-fed induction generators used in small power wind generation systems. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2289-2295, 2013.
- [7.27] B. Beltran, Med. Benbouzid, T. Ahmed-Ali, M Mangel. DFIG - based wind turbine robust control using high-order sliding modes and a high gain observer. *International Review on Modelling and Simulations*, 4(3):1148 -1155, 2011.

Conclusion et Perspectives

Le travail développé dans le cadre de cette thèse, a eu pour objectif la conception de lois de commande, pour une turbine éolienne, basées sur les deux méthodes non-linéaires : Contrôle à Mode Glissant d'Ordre Supérieur et Commande Backstepping.

Notre travail s'inscrit, également, dans le cadre général de l'intégration, selon les standards établis, de la production d'énergie éolienne dans le réseau électrique.

Nous avons donc examiné les performances de diverses structures d'éoliennes et proposé des solutions aux nouvelles contraintes imposées aux générateurs éoliens. Ces contraintes de nature stochastique, non-linéaire, nous ont amené à concevoir des algorithmes de commande non-linéaire robuste d'une éolienne à vitesse variable optimisant la conversion aérodynamique, améliorant la qualité de de l'énergie injectée dans le réseau, et réduisant les contraintes dynamiques dans le train de puissance face à des perturbations externes.

Le modèle dynamique de la GADA a été établi dans l'objectif de développer le contrôle vectoriel découplant la commande de la puissance active et celle de la puissance réactive.

Dans le domaine de la commande des génératrices couplées à l'éolienne, la commande par l'approche de linéarisation est une pratique commune. Cependant, eu égard à la nature intermittente du vent, aux conditions de fonctionnement incertaines, aux inévitables incertitudes paramétriques inhérentes au système, les stratégies de commande linéaires entraînent, en dépit de quelques avantages (simplicité de mise en œuvre), des performances dynamiques très médiocres.

Le recours à une stratégie de commande non linéaire et robuste qui prenne en considération toutes les contraintes précitées s'est avéré une nécessité.

Nous avons introduit les techniques de bases du Backstepping, où on a donné quelques concepts sur la théorie de Lyapunov et les conditions suffisantes de stabilité des différents états d'équilibres des systèmes dynamiques non linéaires.

Les méthodes qui permettent de construire une loi de contrôle associée avec une fonction de Lyapunov constituent ce qu'on appelle contrôles basés sur la théorie de Lyapunov.

Le Backstepping résout le problème de la fonction de Lyapunov à travers une méthode récursive adaptative.

Nous avons appliqué la technique du Backstepping associée à un mode glissant (CBMG) pour l'optimisation de la conversion de la puissance éolienne. Ensuite, le contrôleur ainsi développé a été comparé à un contrôleur basé sur la méthode du contrôle à mode glissant classique (CMG). La CBMG présentait d'excellentes performances de robustesse, de poursuite et de stress mécanique.

L'originalité de la contribution de nos travaux de thèse, dont la plus part a fait l'objet de valorisation par des publications dans des revues ou des conférences internationales, peut être synthétisée comme suit :

- 1) Conception d'une Commande Backstepping à mode glissant pour l'optimisation de la puissance aérodynamique. Ce contrôle a été combiné à un Algorithme modifié de Newton-Raphson.
- 2) Conception de lois de commande, pour la turbine éolienne, basée sur un mode glissant d'ordre supérieur. La stratégie consiste à combiner un observateur à grand ordre pour estimer le couple aérodynamique, à une commande par mode glissant Super-twisting.
- 3) Élaboration d'une loi de commande, pour la turbine éolienne, basée sur un observateur et un contrôle à mode glissant Super-Twisting.

Ces différentes stratégies de contrôle répondaient aux objectifs fixés : robustesse, fiabilité, bon rendement, moins de broutement, stress réduit des contraintes mécaniques sur le train de puissance de l'éolienne.

La suite naturelle à nos travaux sera bien évidemment d'aborder plus en profondeur la problématique de la connexion des éoliennes au réseau. Il serait souhaitable de valider expérimentalement les bonnes performances constatées dans les travaux de simulation. D'autres travaux sont en cours concernant l'étude aussi bien de la réponse dynamique du système suite à différents défauts sur les réseaux, que la participation des centrales éoliennes

aux services réseau (participation aux réglages de tension et de fréquence), et bien évidemment explorer d'autres stratégies de contrôle non-linéaires.

Enfin, il serait très intéressant de tester d'autres méthodes de contrôle non-linéaires, notamment, le mode glissant avec logique floue ou réseau de neurone.